9 / 2000

conex club

ELECTRONICĂ PRACTICĂ PENTRU TOȚI

Preț: 15 000 lei

REVISTĂ LUNARĂ ● ANUL II - NR. 13



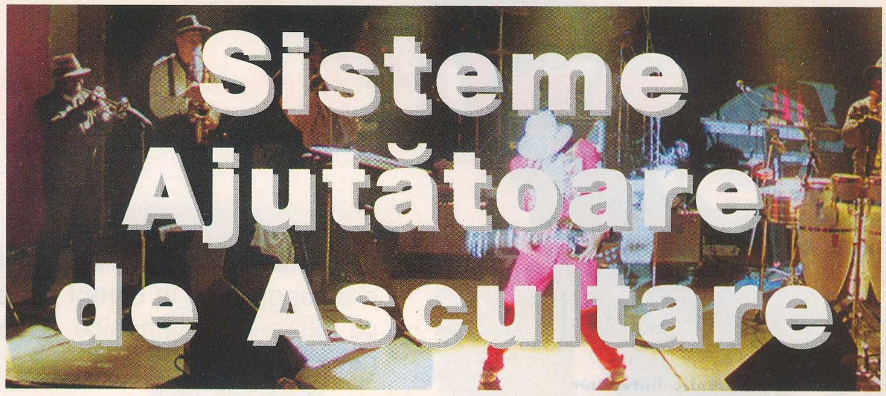
- AMPLIFICATOR 25W
- ILUMINAT DE SIGURANȚĂ ECONOMIC
- SCALĂ NUMERICĂ
- AMPLIFICATOARE DE ANTENĂ TV
- VU-METRU
- MONTAJE CU COMPONENTE SMD (IV)


velleman-kit
HIGH-Q
Receptor în infraroșu cu 15 canale
VELLEMAN P6711'1
• 15 canale de ieșire tip *open collector*;
• Semnalizare optică cu LED-uri;
• Acționare ieșiri tip bistabil sau momentan;
• Memorare comenzi;
• Alimentare: 8...14V_{cc} sau 12V_{ca}/150mA;
• Dimensiuni KIT: 70 x 145mm.
Cod 4297
Preț 700 000 lei
REMOTE CONTROL
CLEAR
MEM1
CALL1
CALL2
STORE
MEM2
velleman
Emițător în infraroșu cu 15 canale
• 15 canale independente;
• 6 coduri de identificare;
• Frecvența undei purtătoare: 38kHz;
• Vizibilitate maximă emițător-receptor: 7m/23°;
• Alimentare: baterie 9V;
• Consum: 0,1μA în standby, 10mA în emisie;
• Dimensiuni: 50 x 22 x 175mm, casetă inclusă.
Cod 4296
Preț 850 000 lei

SUMAR

SISTEME AJUTĂTOARE DE ASCULTARE 1
AMPLIFICATOR 25W 2
SCALĂ NUMERICĂ 3
AMPLIFICATOARE DE ANTENĂ TV 7
TENDINȚE ÎN DEZVOLTAREA COMPONENTELOR SEMICONDUCTOARE DE PUTERE (II) 10
VU-METRU 13
HAM RADIO - 2000 14
PUNTE PENTRU MĂSURAREA COEFICIENTULUI DE REFLEXIE (III) 18
ILUMINAT DE SIGURANȚĂ ECONOMIC 21
REDRESOR TRIFAZAT CU ABSORBȚIE SINUSOIDALĂ 23
MONTAJE CU COMPONENTE SMD (IV) 26
ANTENE ACUSTICE 31

Sisteme Ajutătoare de Ascultare



ing. Mihai Bășoiu

S-ar putea ca titlul să nu constituie expresia cea mai potrivită pentru cunoscutul termen **ALS** (**A**ssistive **L**istening **S**ystems), din limba engleză, însă n-am găsit una mai bună în limba română.

Prin ALS se înțelege un sistem (inclusiv suportul tehnic) care ajută la "buna ascultare" a unui vorbitor, cântăreț, sau a altei surse de sunete, aflată la mare distanță, chiar în condiții necorespunzătoare de zgomot ambiant.

Datorită modului de propagare a sunetului în spațiul liber, sau în incinte mari și foarte mari, puterea recepționată de un ascultător scade o dată cu creșterea distanței față de sursă. Acest lucru face ca raportul semnal-zgomot să scadă la ascultător, până la nivelul la care sunetul devine neinteligibil.

Toată lumea știe ce neplăcut este atunci când într-un aeroport, sau într-o gară, nu se pot recepționa corect anunțurile făcute la un difuzor prea depărtat, cu privire la avionul (sau trenul) așteptat. La fel, se știe cât de neplăcut este să se asculte o piesă de teatru, sau un concert, în condiții de audiție proastă, și acestea sunt numai două exemple.

Plecând de la această caracteristică a transmisiei acustice, s-a ajuns la sistemele ajutătoate de ascultare (ALS), care au ca rol realizarea unei punți în spațiu între sursă și ascultător, cu ajutorul unei transmisii fără fir. În acest mod, semnalul sursă audio este "transportat" direct la ascultător (la receptorul individual), evitând astfel efectele negative ale distanței.

În practică se folosesc trei tipuri de "sisteme de transport" al sunetului:

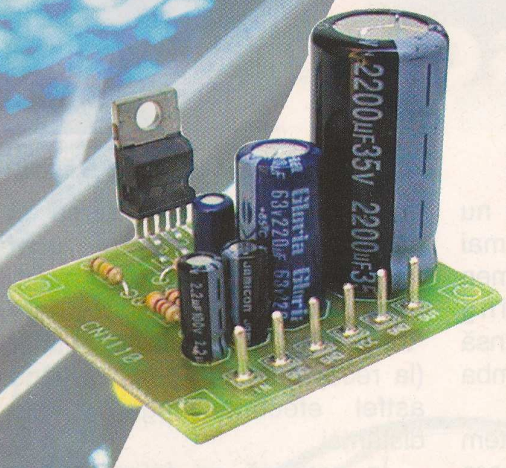
- "cu buclă inductivă", cunoscut prin prescurtarea din limba engleză, **IL** - **I**nductive **L**oop system;
- "cu transmisie în radio-frecvență", cunoscut prin prescurtarea din limba engleză, **RF** - **R**adio **F**requency;
- "cu radiere în infraroșu", cunoscut prin prescurtarea din limba engleză, **IR** - **I**nfra **R**ed.

Deși nu acesta este subiectul articolului, trebuie subliniat faptul că dezvoltarea sistemelor ajutătoare de ascultare (ALS), a fost practic declanșată de apariția legislației americane cu privire la handicapați, **ADA** (**A**mericans with **D**isabilities **A**ct), în anii '70, care impunea proprietarilor de teatre și săli mari pentru concerte, reuniuni etc., să asigure o bună audiție persoanelor handicapate, în același timp, asigurând proprietarilor o serie de facilități financiare.

Consecința a fost o dezvoltare fără precedent a aparaturii de audiție individuală în general, și a

Continuare în pag. 16

Amplificator 25W



Amplificatorul audio prezentat este realizat cu ajutorul circuitului integrat TDA2030. În variantă monofonică, amplificatorul, corect realizat, va prezenta caracteristicile tehnice oferite în *tabelul* alăturat.

La ieșire circuitul TDA2030 are capabilitate în curent mare, cu distorsiuni armonice și de racordare foarte mici.

Sensibilitatea la intrare este de 300mV.

Alimentarea se face de la o sursă de tensiune bine filtrată ce poate oferi +35V_{cc} la un curent absorbit mai mare de 1,3A.

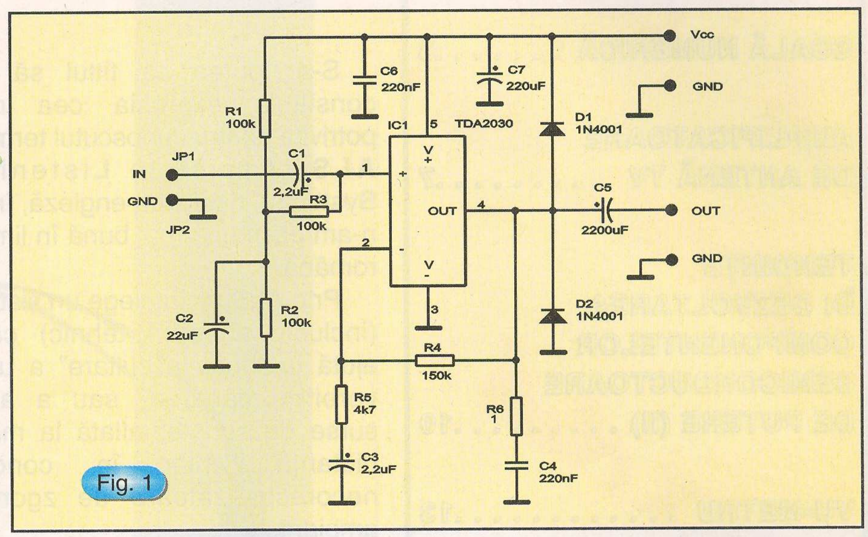


Fig. 1

Fig. 2

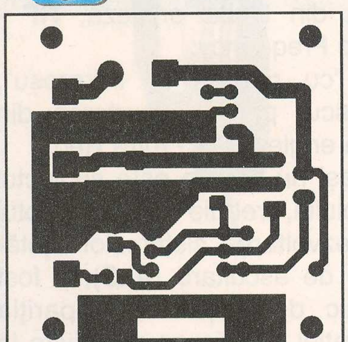
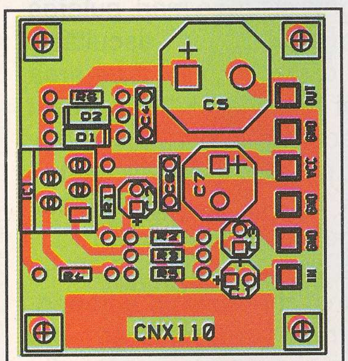


Fig. 3



Amplificarea în tensiune a montajului se poate modifica (atunci când e cazul) jonglând cu valorile rezistoarelor R_4 și/sau R_5, astfel: $A_u = 1+R_4/R_5$. În cazul unei amplificări mari, există pericol de apariție a oscilațiilor, ceea ce duce la defectarea componentei de bază: circuitul integrat.

La ieșire se conectează o sarcină (incintă acustică) cu impedanța de 4Ω. *Circuitul integrat TDA2030 se montează pe radiator fără izolare electrică.* Suprafața totală a radiatorului de căldură utilizat trebuie să fie de cca. 300cm^2.

La punerea în funcționare montajul nu necesită nici un reglaj.

Tabel. Caracteristici Tehnice

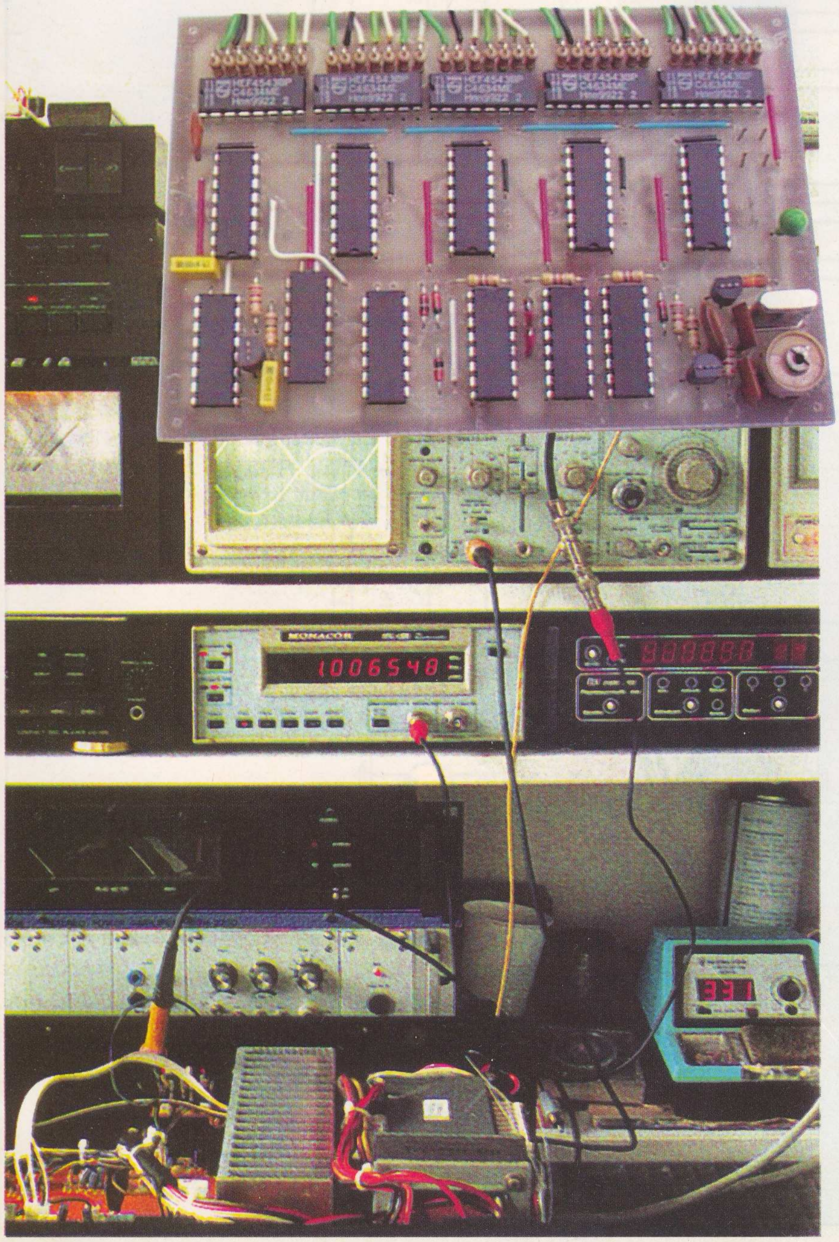
Simbol	Parametru	Condiții de test	Valoare tipică	UM
P_0	Putere de ieșire în regim continuu sinusoidal	d = 10%, f = 1kHz V_s = 35V, R_L = 4Ω V_s = 30V, R_L = 4Ω	18 15	W W
	Putere muzicală	V_s = 35V R_L = 4Ω	25	W
Z_i	Impedanța intrare	f = 1kHz	150	kΩ
G_v	Câștigul în tensiune		30	dB
B_{3dB}	Banda de frecvențe reproduse	R_L = 4Ω	2Hz...30kHz	
I_s	Curentul absorbit	P_0 = 20W, R_L = 4Ω P_0 = 15W, R_L = 4Ω	1,3 1	A A

Cod: 9453
Preț: 68 000 lei

Scală Numerică

Acest montaj a fost proiectat și experimentat în laboratorul Conex Electronic.

Realizat în mai multe exemplare, această scală numerică este un frecvențmetru programabil care atașat la diverse oscilatoare a dat rezultatele scontate. La viitoarele aparate recomandate radioamatorilor, acest montaj va fi propus spre utilizare. Proiectarea și experimentarea au fost concretizate de YO3AVE.



Montajul prezentat poate fi folosit ca frecvențmetru obișnuit cu precizia citirii frecvenței de 100Hz, dar și ca frecvențmetru - scală numerică, datorită înlesnirilor pe care le prezintă în afișarea frecvenței.

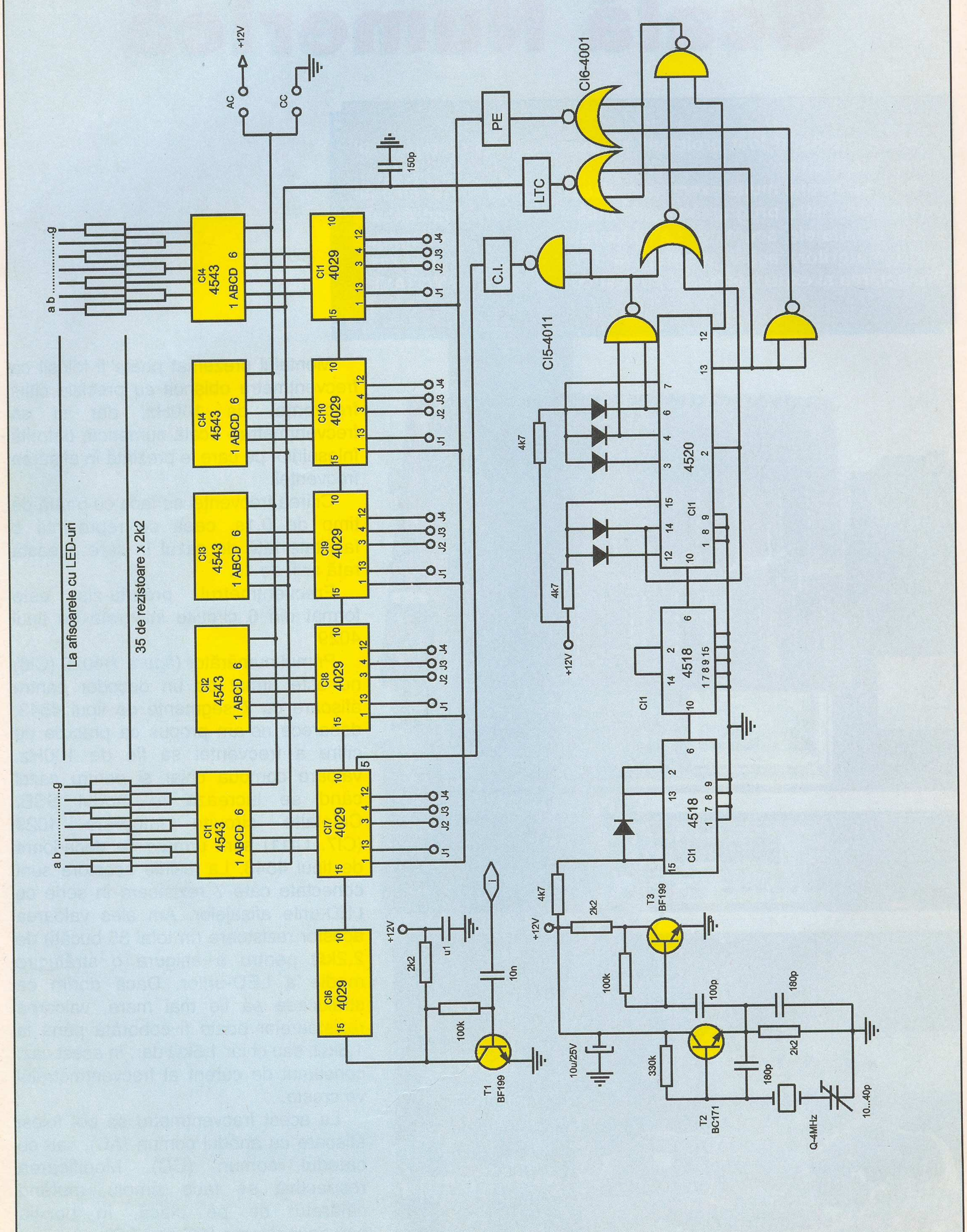
Citirea frecvenței se face cu o rată de timp de 0,1s, ceea ce reprezintă o facilitate față de cazul în care această rată ar fi de 1s.

Frecvențmetrul propriu-zis este format din 6 circuite integrate de tipul 4029.

Primul numărător (*figura 1*)4029 (CI6) nu este urmat de un decodor pentru afișoare cu 7 segmente de tipul 4543, deoarece ne-am propus ca precizia de citire a frecvenței să fie de 100Hz, valoare comodă chiar și pentru cazul când se lucrează în modul SSB. Celelalte circuite integrate 4029 (CI7...CI11) sunt urmate de decodoare de tipul 4543. La ieșirile acestora sunt conectate câte 7 rezistoare în serie cu LED-urile afișajelor. Am ales valoarea acestor rezistoare (în total 35 bucăți) de 2,2kΩ pentru a asigura o strălucire medie a LED-urilor. Dacă dorim ca strălucirea să fie mai mare, valoarea rezistoarelor poate fi coborâtă până la 1,8kΩ, sau chiar 1,5kΩ dar, în acest caz, consumul de curent al frecvențmetrului va crește.

La acest frecvențmetru se pot folosi afișoare cu anodul comun (AC), sau cu catodul comun (CC). Modificarea respectivă se face simplu, mutând călărețul de pe placă, în poziția corespunzătoare (AC sau CC).

Fig. 1


La afisoarele cu LED-uri
35 de rezistoare x 2k2
CI4 4543
CI3 4543
CI2 4543
CI1 4543
CI1 4029
CI10 4029
CI9 4029
CI8 4029
CI7 4029
CI6 4029
J1 J2 J3 J4
AC
CC
+12V
150p
PE
LTC
C.I.
CI6-4001
CI5-4011
4520
4518
4k7
2k2
100k
10n
u1
T1 BF199
T2 BC171
T3 BF199
330k
10u/25V
100p
180p
Q-4MHz
10...40p

Frecvența maximă care poate fi afișată este de 9,9999MHz. La o tensiune de alimentare de 15V, conform datelor din catalog, numărătoarele 4029 au o frecvență medie de lucru de 8MHz.

Dar există dispersie a acestei valori, de la exemplar la exemplar. De aceea, în locul lui CI6 (4029), se recomandă a monta un soclu cu 16 piciorușe pentru a putea selecta pe cel mai "performant" circuit integrat din punctul de vedere al frecvenței maxime de lucru.

Dacă acest frecvențmetru-scală numerică se va folosi în aparatura de unde scurte care au un VFO cu frecvența cuprinsă în limitele 5...5,5MHz, nu mai este nevoie de montat soclul menționat mai sus.

Pentru a realiza o compatibilitate între mărimea semnalului supus măsurării care este relativ mică, de ordinul zecilor de milivolți și a semnalului minim necesar care se aplică pe intrarea primului divizor (CI6) a fost necesară folosirea unui amplificator RC, de bandă largă, realizat cu tranzistorul T_1 de tipul BF199.

În acest mod se pot măsura semnale de valoare de 30...50mV.

Toate numărătoarele 4029, care sunt urmate de decodoare 4543, au intrările JAM (a fost folosită terminologia din catalogul fabricii Microelectronica) neconectate pentru a putea fi folosite la "modificarea" după necesități, a valorii afișate, cum va fi relatat mai târziu.

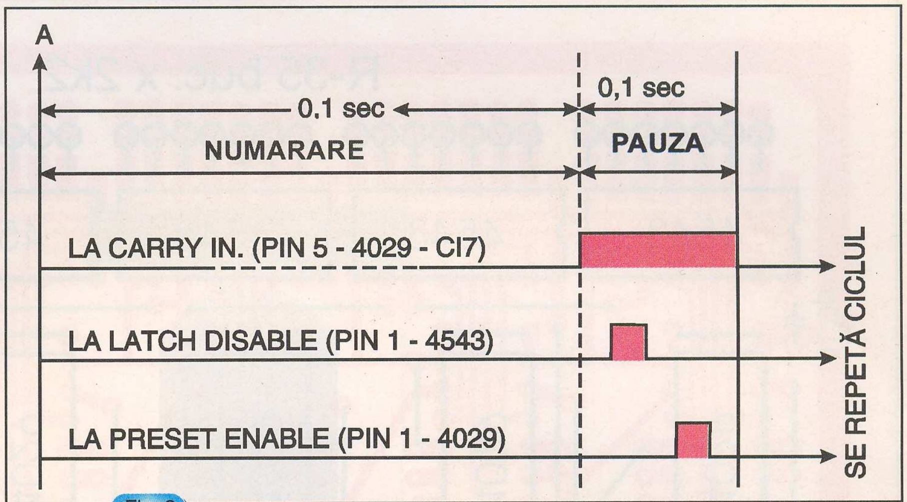


Fig. 2

Diagrama impulsurilor de comandă

Baza de timp pornește de la un cristal cu frecvența de rezonanță de 4MHz. Tranzistorul T_2 de tipul BC171 lucrează ca oscilator pilotat de cristalul amintit, cu reacție capacitivă între bază și emitor. Reglarea exactă a frecvenței de oscilație, deci și etalonarea frecvențmetrului, se face prin acționarea condensatorului trimer de 10...40pF conectat în serie cu cristalul.

Din emitorul tranzistorului oscilator, semnalul este aplicat pe baza lui T_3 care realizează amplificare necesară pentru a putea comanda primul divizor cu 4 (1/2 - CI12). În continuare semnalul este divizat încă de 5 ori de către circuitele integrate CI12...CI14, iar la ieșirea ultimului se obține un semnal cu frecvența de 10Hz.

Acest semnal este "prelucrat" de către CI15 și CI16 (4011 și 4001) pentru a putea obține semnalele necesare comenzii frecvențmetrului, conform *figurii 2*.

Circuitul integrat 4029 are o mare facilitate în ceea ce privește afișarea valorii frecvenței măsurate, deoarece aceasta poate fi modificată în funcție de felul cum sunt conectate intrările JAM. Dacă cele 4 intrări JAM vor fi conectate la masă, atunci toate afișoarele vor arăta cifra zero în lipsa semnalului la intrare.

Cifra afișată	J4	J3	J2	J1
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1

Fig. 3

Conectarea bornelor JAM - 4029

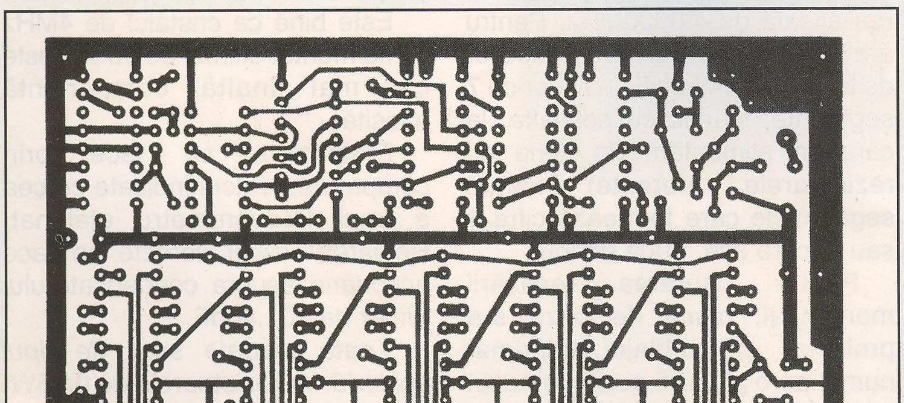


Fig. 4

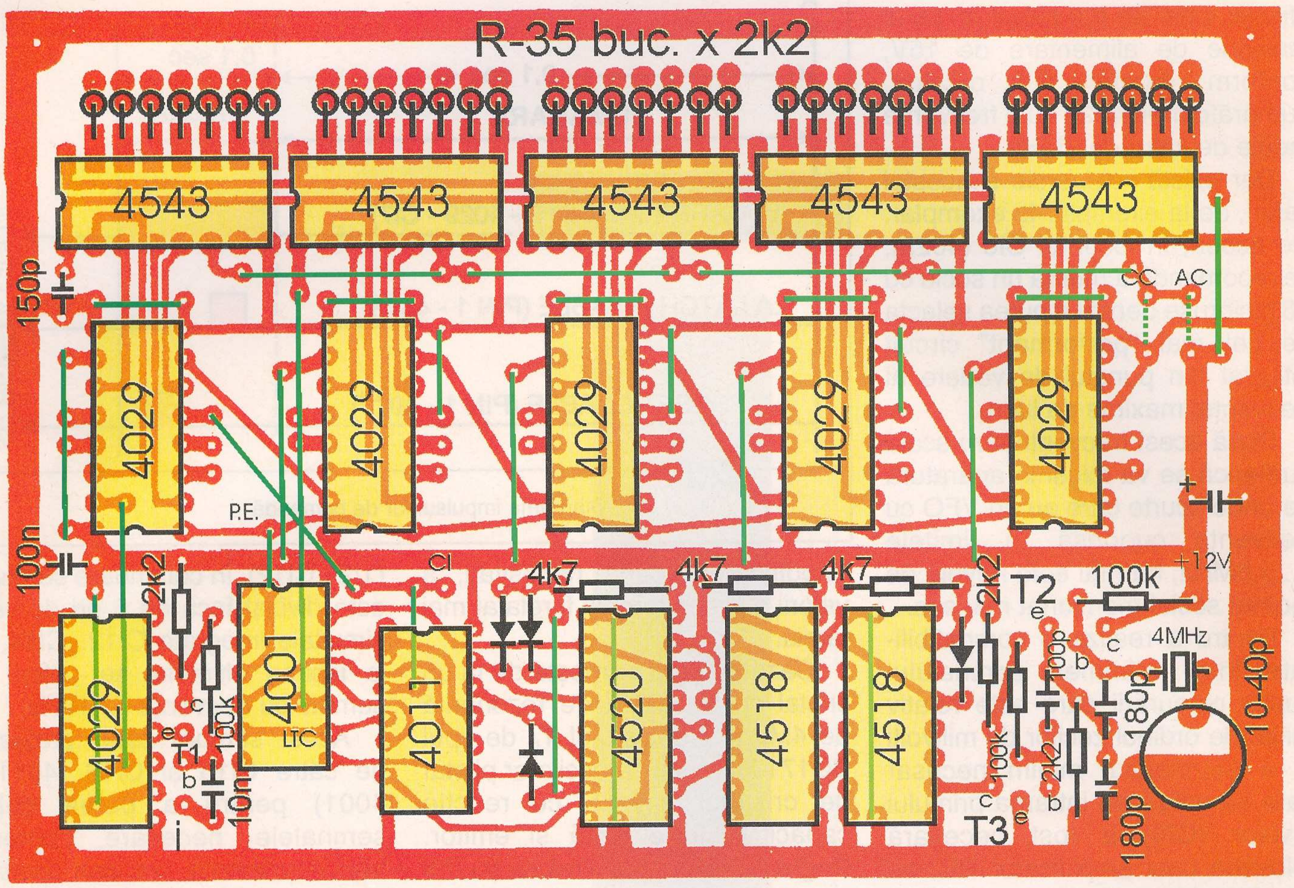


Fig. 5 Amplasarea componentelor, scara 2:1.

Dacă dorim ca numărarea impulsurilor aplicate la intrare să se facă de la o valoarea prestabilită, alta în afară de zero, atunci vom "jongla" din conectarea acestor intrări, conform tabelului din *figura 3*.

Ca exemplu, vom lua cazul când folosim un VFO cu frecvența de lucru cuprinsă în limitele 5,0...5,5MHz. Să presupunem că lucrăm în banda de 14,0000...14,3500MHz (banda de 20m). Dacă aplicăm semnalul de la ieșirea VFO-ului la intrarea frecvențmetrului (când toate bornele JAM sunt conectate la potențial zero) atunci acesta va indica valoarea 5,0000MHz când de fapt lucrăm pe frecvența 14,0000MHz. Menționez că zecile de MHz nu sunt afișate; așa a fost concepută schema.

Se observă că în acest caz noi dorim ca în loc de cifra 5, să apară 4.

Va trebui ca CI11, care indică valoarea MHz-lor, să fie programat (din JAM-uri) să înceapă numărarea de la valoarea prestabilită de noi de 9. Va trebui ca J1 și J4 să fie legate la plus, iar J2 și J3 să fie la masă. Astfel vom obține o valoarea afișată de 4,0000MHz. Pentru a avea indicată și mărimea zecilor de MHz, putem folosi un afișor cu 7 segmente, identic cu celelalte, la care să alimentăm (în serie cu rezistoarele aferente) numai segmentele care formează cifra 1 sau oricare alta, după dorință.

Pentru ușurarea realizării montajului, placa de bază s-a proiectat cu cablajul imprimat numai pe o singură parte. În acest caz au fost necesare folosirea mai multor ștrapuri.

S-a căutat ca placa să fie micșorată cât mai mult posibil. Unele ștrapuri sunt trasate sub circuitele integrate. *De aceea, când începeți montarea componentelor, primele suduri realizate să fie ale ștrapurilor.* După aceea continuați cu amplasarea circuitelor integrate conform configurației din *figura 5*, și apoi a celorlalte piese.

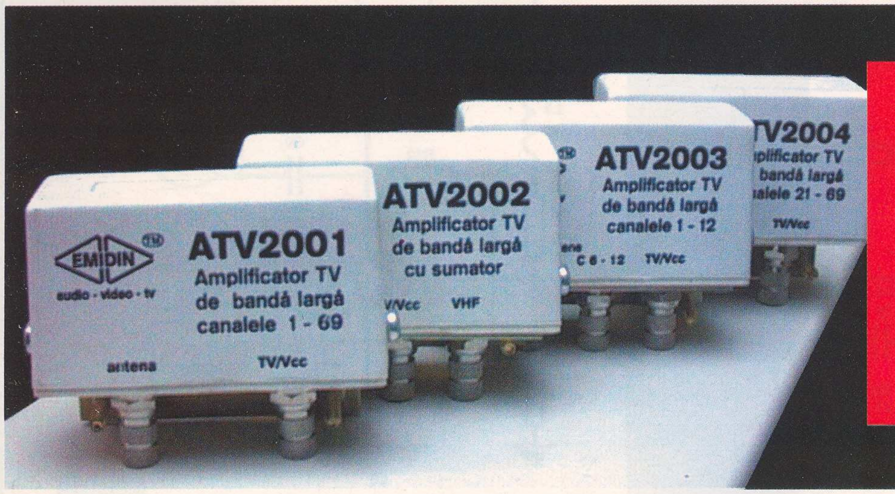
Este bine ca cristalul de 4MHz să fie montat ultimul deoarece este cea mai "înaltă" componentă folosită.

Etalonarea se face prin compararea valorii indicate cu cea a unui frecvențmetru etalonat. Reglarea valorii corecte se face acționând asupra condensatorului trimer de 10...40pF.

Toate diodele sunt de tipul 1N4148, iar rezistoarele de 0,25W.



Amplificatoare de Antenă TV



Un amplificator de bandă largă este utilizat în toate cazurile în care recepția TV este necorespunzătoare datorită nivelului mic al semnalului la borna de intrare a receptorului cauzată de distanța mare față de emițător, diverse obstacole naturale, etc.

ing. Emil Drăgulin

Principala caracteristică a unui amplificator de antenă este zgomotul pe care acesta îl introduce peste semnalul util, de aceea, orice amplificator de antenă trebuie să utilizeze tranzistoare cu zgomot propriu foarte redus. Cel mai utilizat tranzistor în astfel de aplicații este BFR91A sau varianta SMD-BFR92, cu un factor de zgomot propriu F<2dB și o frecvență de lucru de 5GHz.

La dispoziția celor interesați de așa-zisele recepții Tv-Dx există multiple variante de amplificatoare, dar în acest articol vă prezentăm amplificatoarele de antenă din seria 2000 în patru modele, comercializate de Conex Electronic sub denumirile:

- ATV2001 - Amplificator de bandă largă VHF/UHF, canalele 1-69;
- ATV2002 - Amplificator de bandă largă VHF/UHF cu sumator (intrări separate);
- ATV2003 - Amplificator de bandă largă VHF, canalele 1-5 sau canalele 6-12;
- ATV2004 - Amplificator de bandă largă UHF, canalele 21-69.

Schema electrică a unui amplificator de bandă largă performant este prezentată în *figura 1*.

Amplificatorul conține două etaje identice, realizate cu tranzistorul BFR91A care lucrează la un curent de colector de cca. 25mA. Polarizarea tranzistoarelor este asigurată de grupul R_3, R_4, R_5, R_6, respectiv R_{11}, R_{12}, R_{13}, R_{14}. Se observă reacția negativă selectivă, pentru compensarea scăderii cu frecvența a amplificării tranzistoarelor realizată cu C_4, respectiv C_8, în circuitele de emitor și C_2, C_3, R_1, R_2, L_1, respectiv C_6, C_7, C_9, R_{10}, L_3. Se realizează astfel compensarea caracteristicii de frecvență, în sensul creșterii amplificării totale la frecvențe mai mari de 500MHz. *Caracteristica de amplificare funcție de frecvență*, pentru ATV2001, este prezentată în *tabel*.

Pentru utilizatorii și constructorii foarte pretențioși, în *figura 2* este prezentată schema unui amplificator la care polarizarea tranzistoarelor este asigurată prin generatoare de curent, ceea ce conduce la o mai bună liniaritate și stabilitate în frecvență a amplificatorului.

Amplificatorul este realizat într-o carcasă din tablă dublu cositorită cu grosimea de 0,4mm, cu dimensiunile de 65 x 33 x 24mm, *într-un montaj "în aer"*, folosind ca elemente de sprijin condensatoarele de decuplare (vezi fotografia la scara 1:1 din *figura 3*).

Bobinele (în aer) se realizează din conductor CuEm cu diametrul de 0,5mm pe un dorn cu diametrul de 3mm, având numărul de spire precizat în schema electrică, iar cele cu miez - L_2, L_4, L_{SOC}, se realizează pe o ferită 2 x 16F4, având 33 spire din conductor CuEm cu diametrul de 0,35mm, miezul fiind blocat cu o picătură de lac la extremități.

La realizarea amplificatorului se va avea în vedere ca lungimea terminalelor componentelor să fie minimă (cca. 3mm), pentru a nu introduce elemente reactive parazite, foarte deranjante la frecvențe

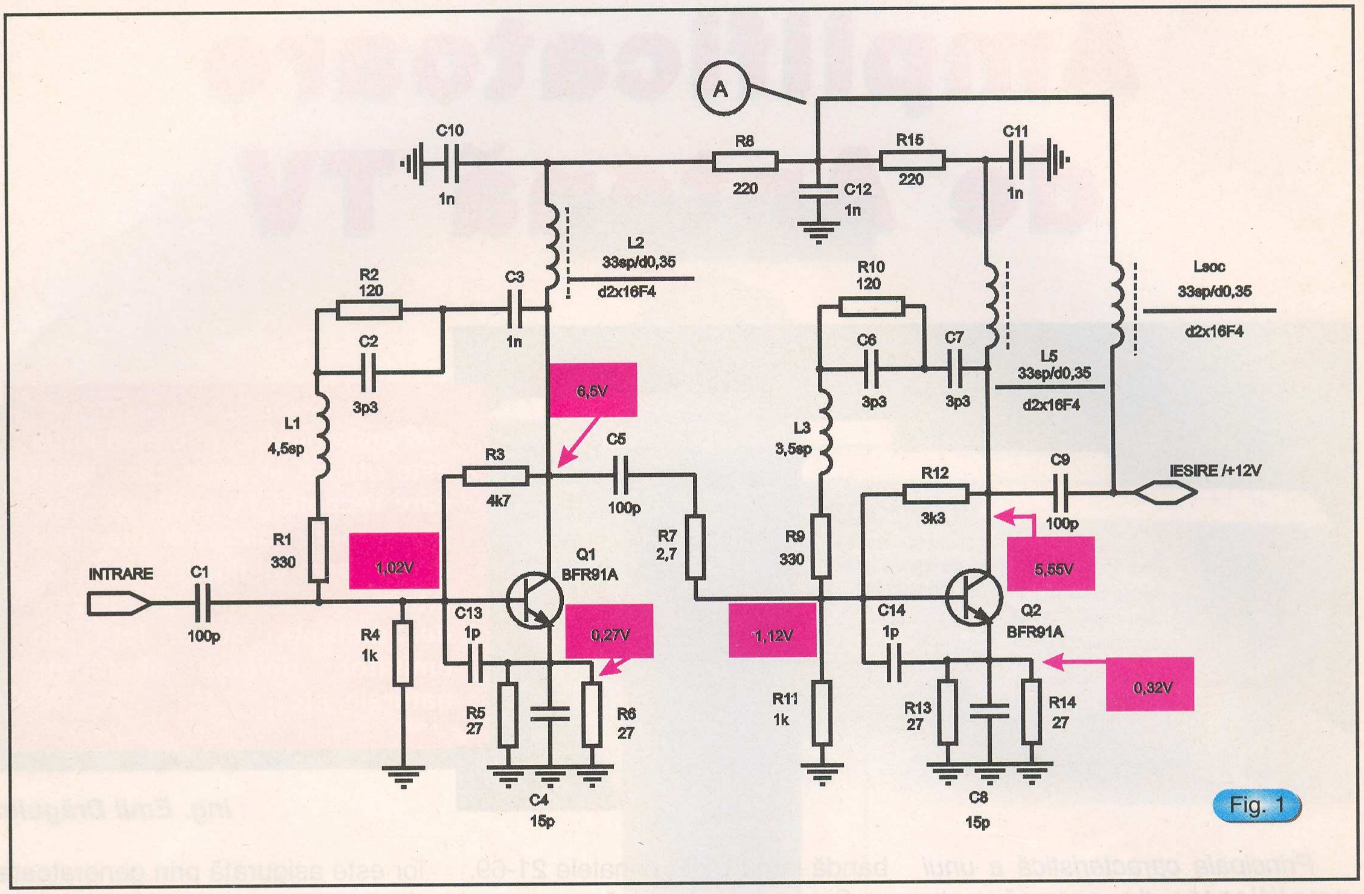


Fig. 1

Frecvență [MHz]	50	100	200	300	400	500	600	700	800
A [dB]	32	32	30	28	27	26	25	22	20

mari. După asamblare și verificare, amplificatorul se va alimenta în punctul "A" cu o tensiune de $+12V_{CC}$ ("-" la masă) bine filtrată (eventual stabilizată).

Se vor măsura tensiunile pe terminalele tranzistoarelor, care trebuie să corespundă valoic (cu abatere de ±10%) cu cele indicate în schema electrică.

După verificarea funcționării corecte în curent continuu, se va injecta un semnal vobulat și se va urmări *caracteristica amplitudine-frecvență* la ieșirea amplificatorului. Dacă banda nu cuprinde și frecvența de 800MHz, se vor ajusta bobinele L_1 și L_3 prin depărtarea spirelor, eventual se vor conecta (pe rând și prin vizualizarea efectului lor asupra caracteristicii) condensatoarele figurate punctat C_{13} și C_{14} între bază-emitor sau bază-colector. *Precizăm că aceste reglaje conduc la optimizarea caracteristicii amplitudine-frecvență și a câștigului amplificatorului, acesta funcționând satisfăcător chiar fără nici un reglaj.*

Se recomandă utilizarea unor antene tip YAGI cu minimum 17 elemente pentru UHF și cu 5 elemente pentru VHF. Pentru utilizarea mai multor antene TV, ce pot avea orientări diferite, cu un



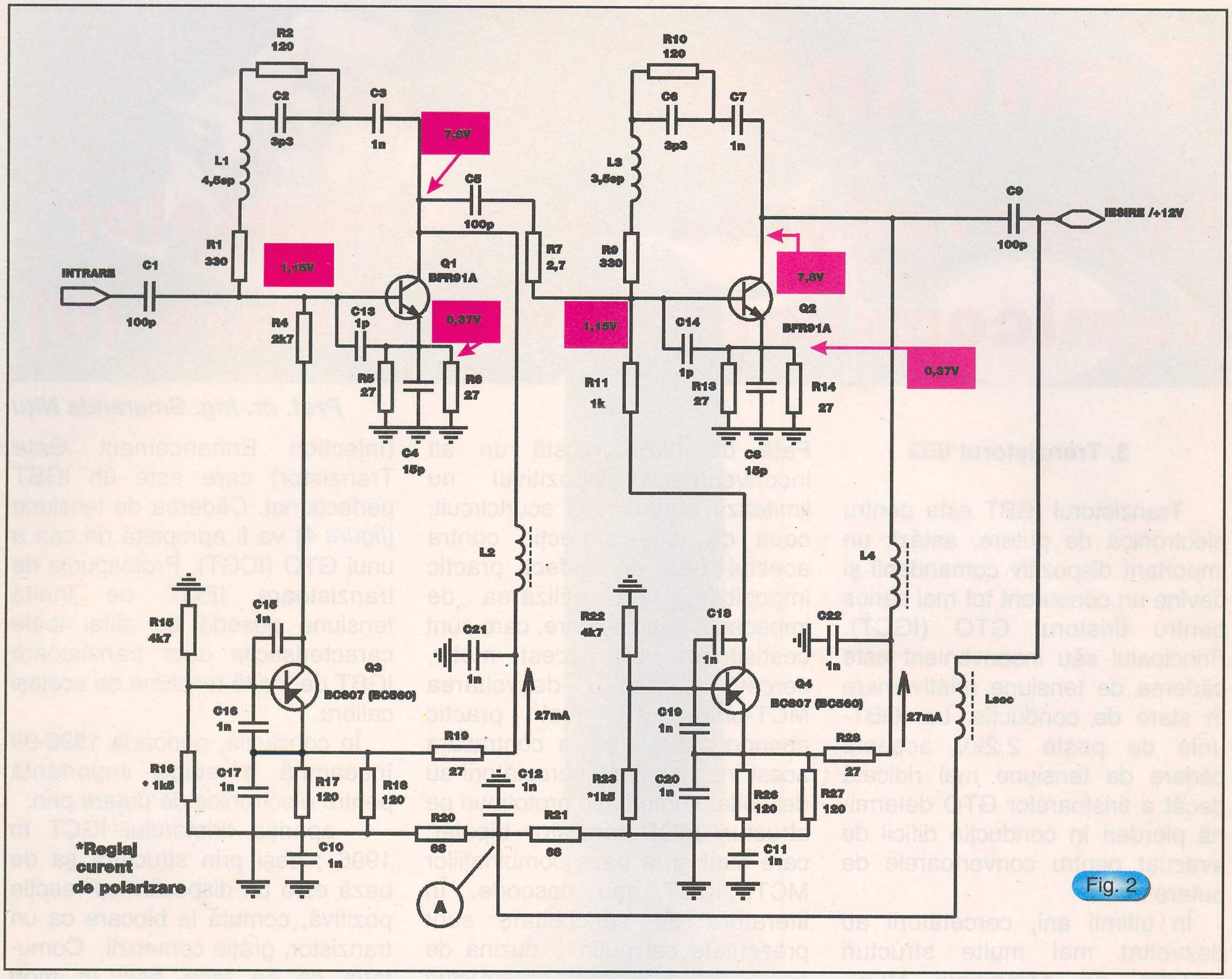


Fig. 2

amplificator de bandă largă, tip ATV2001, este necesară însumarea semnalelor provenite de la aceste antene cu ajutorul unui SUMATOR, realizat cu filtre pasive LC.

Amplificatorul este configurat pentru telealimentare prin L_{soc}, pentru alimentarea lui se va utiliza un alimentator specializat, de exemplu AATV12+ sau în lipsa acestuia se va utiliza schema de alimentare prezentată în *figura 4*, unde L_{soc} este identică cu cea utilizată în amplificator.

Amplificatorul se va monta pe pilonul antenei, în imediata apropiere a acesteia, pentru coborâre utilizându-se cablu coaxial de 75Ω. *Pentru protecția la descărcări electrostatice (în caz de furtună) este obligatorie conectarea pilonului la o priză de pământ printr-un cablu cu diametrul de cca 2mm.*

ATV2001, scara 1:1

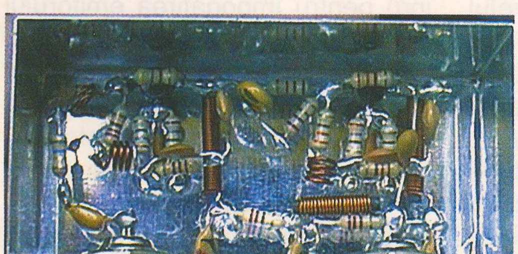


Fig. 3

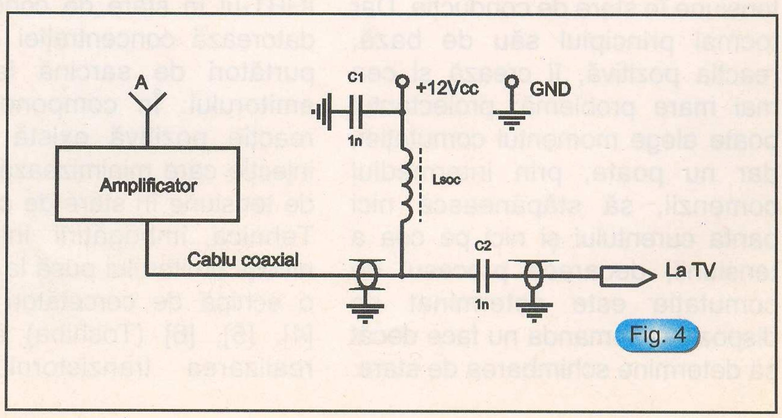


Fig. 4

Tendințe în dezvoltarea componentelor semiconductoare de putere (II)



Prof. dr. ing. Smaranda Nițu

3. Tranzistorul IEG

Tranzistorul IGBT este pentru electronica de putere, astăzi, un important dispozitiv comandabil și devine un concurent tot mai serios pentru tiristorul GTO (IGCT). Principalul său inconvenient este căderea de tensiune relativ mare în stare de conducție. La IGBT-urile de peste 2,2kV această cădere de tensiune mai ridicată decât a tiristoarelor GTO determină pierderi în conducție dificil de evacuat pentru convertoarele de putere mare.

În ultimii ani, cercetătorii au dezvoltat mai multe structuri prototip de combinații MOS-tranzistor bipolar, cu căderi de tensiune reduse, destinate să înlocuiască IGBT-urile. Primul candidat a fost MCT-ul. Acest dispozitiv, care poate fi considerat ca fiind un GTO cu comandă MOS integrată, fucționează după principiul reacției pozitive (ca și tiristorul și GTO-ul), ceea ce permite minimizarea căderii de tensiune în stare de conducție. Dar tocmai principiul său de bază, reacția pozitivă, îi creează și cea mai mare problemă: proiectantul poate alege momentul comutației, dar nu poate, prin intermediul comenzii, să stăpânească nici panta curentului și nici pe cea a tensiunii, deoarece procesul de comutație este determinat de dispozitiv. Comanda nu face decât să determine schimbarea de stare. Față de IGBT există un alt inconvenient: dispozitivul nu limitează curentul de scurtcircuit, ceea ce face protecția contra acestui gen de defect practic imposibilă, fără utilizarea de impedanțe suplimentare, care sunt costisitoare. Din acest motiv, cercetările pentru dezvoltarea MCT-urilor au fost practic abandonate. Pentru a contracara acest inconvenient, cercetătorii au dezvoltat numeroase prototipuri pe structuri MOS-tranzistor bipolar, care sunt și la baza combinațiilor MCT, IGBT sau cascode. În literatura de specialitate sunt prezentate cel puțin o duzină de asemenea prototipuri, cu structuri complexe și având la bază dispozitive care utilizează reacția pozitivă, dar nici unul nu a fost lansat pe piață.

O nouă soluție a fost însă găsită pentru a reduce căderea de tensiune pe IGBT-ul în stare de conducție, la tensiuni nominale mari, fără a trece prin reacția pozitivă. Căderea de tensiune pe IGBT-ul în stare de conducție se datorează concentrației slabe de purtători de sarcină la nivelul emitorului. În componentele cu reacție pozitivă există o dublă injecție care minimizează căderea de tensiune în stare de conducție. Tehnica îmbogățirii injecției la nivelul emitorului pusă la punct de o echipă de cercetători japonezi [4], [5], [6] (Toshiba) a permis realizarea tranzistorului IEGT (Injection Enhancement Gate Tranzistor) care este un IGBT perfecționat. Căderea de tensiune (*figura 4*) va fi apropiată de cea a unui GTO (ICGT). Prototipurile de tranzistoare IEGT de înaltă tensiune posedă de altfel toate caracteristicile unor tranzistoare IGBT de înaltă tensiune de același calibru.

În concluzie, perioada 1996-99 înseamnă o etapă importantă pentru electronica de putere prin:

- apariția tiristorului IGCT în 1996 ; deși prin structura sa de bază este un dispozitiv cu reacție pozitivă, comută la blocare ca un tranzistor, grație comenzii. Comutația sa se face deci în mod omogen, cu o arie de funcționare sigură extinsă, ceea ce îl diferențiază de celelalte componente cu reacție pozitivă.
- apariția tranzistorului IEGT; fabricantul prevede pentru foarte curând producerea acestor componente pentru tensiuni de 4...5kV și ulterior 6kV, cu capsule Press pack. Sunt și alți fabricanti în Europa care lucrează cu tehnologii asemănătoare (plasma engineering) pentru îmbogățirea emitorului și vor ajunge probabil la rezultate analoge [7], [8].

Electronica de putere s-a născut cu descoperirea tiristorului. La momentul respectiv, ținând cont de mijloacele tehnologice de care se dispunea, singura soluție pentru realizarea de componente de putere era reacția pozitivă.

Se recunosc meritele tiristorului care, grație costului său, rămâne de neînlocuit în anumite aplicații. Progresul tehnologiilor în acest domeniu al tehnicii va permite abandonarea reacției pozitive pentru componente care vor avea performanțe mult mai interesante. De acum înainte, proiectanții de convertoare statice de foarte mare putere vor avea la dispoziție două tipuri de componente foarte diferite, prezentând amândouă avantaje specifice: IGCT și viitoarele tranzistoarele IEGT (și IGBT echivalente).

4. Trench IGBT-ul

Proprietățile deosebite ale IGBT-urilor au făcut ca aceste produse să acopere un domeniu foarte larg de aplicații, de la 300V la 4,5kV. Îmbunătățiri ulterioare a performanțelor IGBT-urilor nu au permis însă impunerea lui în fața componentelor de mare putere convenționale, cum sunt MOSFET-ul, tranzistorul bipolar sau diverse structuri de tiristor. Raportul dintre căderea de tensiune în stare de conducție și pierderile la comutație reprezintă caracteristica IGBT-ului asupra căreia s-au făcut cele mai intense cercetări și s-au obținut deja rezultate importante.

Totuși, încorporarea unei porți în noua tehnologie "trench" (în "tranșee") în structura standard a unui DMOS IGBT, este considerată de mulți cercetători o modificare care va permite creșterea performanțelor acestui tip de dispozitiv semiconductor, în special a caracteristicilor sale de conducție. Un alt avantaj al noului tip de tranzistor (TIGBT) este reducerea semnificativă a dimensiunilor chipului și a capsulei asociate. În urma rezultatelor obținute prin simulare și calcul analitic [9] avantajele TIGBT-ului (rezistență scăzută în conducție și imunitate sporită la semnale parazite de amorsare) nu afectează cu nimic celelalte proprietăți ale IGBT-ului standard, cum ar fi timpul de comutație și rezistența la supracurenți.

Practic, realizarea unei structuri în tehnologia "trench" este deosebit de dificilă. Pentru tensiuni de peste 1200V este nevoie de tranșee de cel puțin 5μm adâncime. Calitatea stratului de oxid de pe pereții tranșeelor și deci calitatea canalului MOS este hotărâtoare pentru obținerea unui dispozitiv performant. Comportarea TIGBT-ului în stare de conducție se explică prin caracterul dual al structurii sale (*figura 5*): diodă PIN - tranzistor **pnp**. Suprafața mai mare a porții permite optimizarea efectului diodei PIN și a emisiei de purtători de sarcină la catod, ceea ce duce la îmbunătățirea caracteristicilor de conducție. Poziția verticală a canalul MOS are avantaje bine cunoscute în asigurarea unei curgeri cuasi-unidirecționale a curentului.

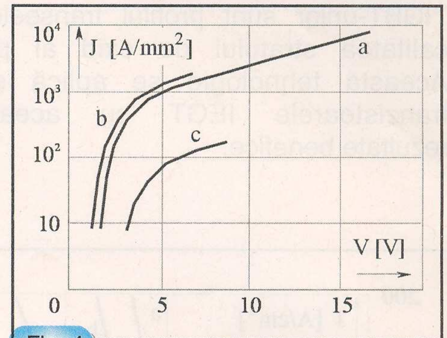


Fig. 4

Comparație între căderile de tensiune în stare de conducție: a) IEGT; b) GTO; c) IGBT (document Toshiba [4]).

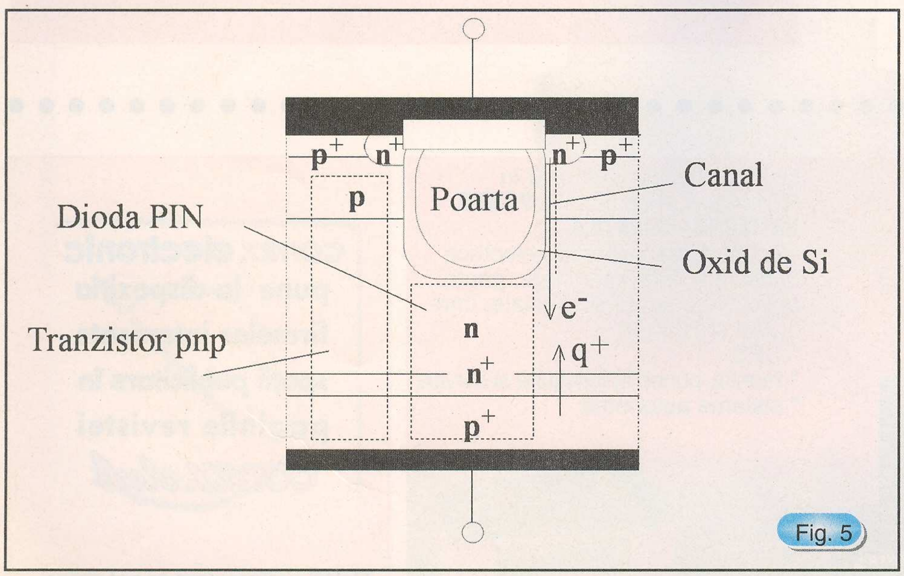


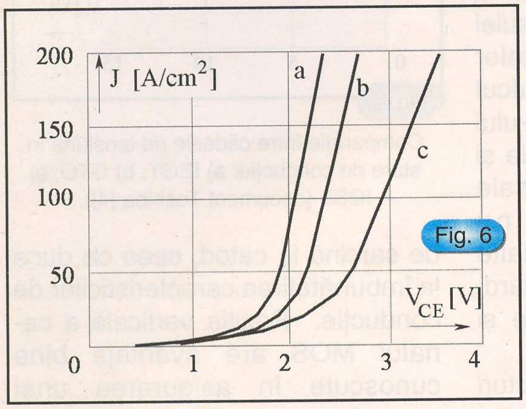
Fig. 5

Structura unui tanzistor TIGBT

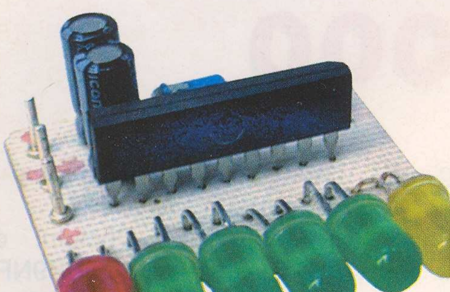
În *figura 6* se prezintă avantajele utilizării structurilor cu tranșee mai largi, în ceea ce privește caracteristica de conducție a TIGBT-ului. S-au făcut modelări pentru un tranzistor de 1200V [9] și s-au obținut căderi de tensiune în conducție cu 30% mai mici decât pentru un IGBT standard. Astfel, la o densitate de 100A/cm^2 căderea de tensiune în conducție este de 2,05V la TIGBT cu tranșee largi, 2,3V la TIGBT cu tranșee înguste și 2,95V la IGBT. Lățimea optimă a tranșeelor este de 4μm, stabilită în urma unui compromis în ceea ce privește raportul performanțe / randament. Marginile tranșeelor trebuie rotunjite pentru a elimina posibilitatea apariției unor câmpuri electrice deosebit de intense, care ar putea determina străpungeri ale structurii. Grosimea tipică de 1200Å a stratului de oxid al porții permite susținerea unui câmp critic suficient de mare, de 5 · 10^{6}V/cm.

În concluzie, tehnologia "trench" este considerată ca fiind principala

structură pentru următoarele generații de IGBT-uri. Rezultatele obținute arată avantajele TIGBT-urilor asupra generației actuale de DMOS IGBT-uri utilizate în aplicațiile de înaltă tensiune. Procedurile tehnologice esențiale pentru succesul TIGBT-urilor sunt profilul tranșeelor și calitatea stratului de oxid al porții. Această tehnologie se aplică și la tranzistoarele IEGT cu aceleași rezultate benefice.



Comparație între căderile de tensiune în stare de conducție, la un tranzistor de 1200V: a) TIGBT cu tranșee largi; b) TIGBT cu tranșee înguste; c) IGBT [9].



VU-metru

Așa cum s-a specificat și la rubrica "Dialog cu cititorii", la cererea acestora prezentăm o aplicație a circuitului integrat KA2284 prezent frecvent în aparatura audio comercializată pe piața românească. El este echivalent pin la pin cu BA6124 și AN6884.

ing. Croif V. Constantin

Montajul a fost realizat cu circuitul integrat AN6884 (produs de ROHM). Acesta poate comanda cinci LED-uri care au un consum de 15mA. Interesant este că

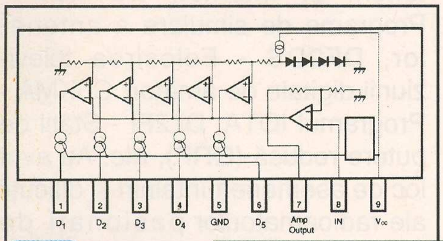


Fig. 1

ieșirile sunt comandate de generatoare de curent constant (vezi schema bloc din *figura 1*), circuitul admițând tensiune de alimentare într-o plajă foarte largă (3,5...16V) fără influiențe asupra intensității luminii emise de LED-uri. Consumul în repaus (toate LED-urile stinse) este în jur de 5...8mA.

În diagramele din *figura 2* se prezintă, pentru a întări afrimațiile de mai sus, curba *curent absorbit de LED funcție de tensiunea de alimentare*, remarcându-se alura constantă. Tot aici este dată și curba de răspuns: *amplitudinea tensiunii de ieșire funcție de tensiunea de la intrare*, trasată la frecvența de 1kHz.

Construcția practică nu pune probleme deosebite, montajul având puține componente pasive.

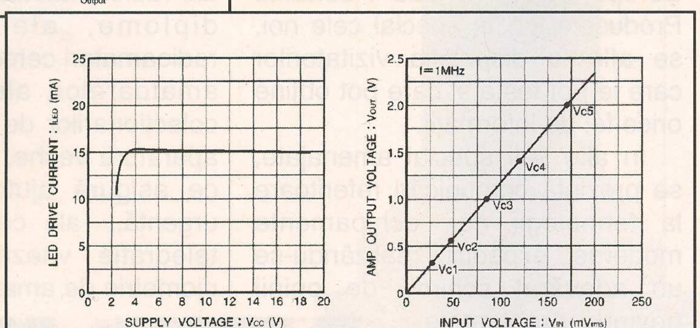


Fig. 2

LED-ul D_6 semnalizează prezența tensiunii de alimentare și de preferință are culoare galbenă. Din semireglabilul R_2 se reglează nivelul semnalului de audiofrecvență de la intrare.

Se pot monta mai multe LED-uri în paralel de aceeași culoare *pe fiecare ieșire* dar, atenție, consumul lor însumat nu trebuie să depășească 15mA. De exemplu, se pot monta în paralel 3 LED-uri de 5mA.

Desenele cablajului imprimat și de amplasare a componentelor sunt prezentate în *figurile 4* și *5* la scara 1:1.

Cicuitul integrat AN6884 (sau echivalentele sale) este realizat într-o capsulă SIP9. Pinul 1 corespunde laturii teșite a capsulei, iar la montare trebuie avut grijă. Există și varianta SMD cu 14 pini în capsulă SOP14, caz în care circuitul integrat are în notație sufixul F. O atenție deosebită se va acorda și montării LED-urilor, terminalul mai lung al acestora semnificând anodul (A). Pe cablaj toate LED-urile se montează în același plan, paralel cu cablajul, pe desen (*figura 5*), în dreptul terminalelor, specificându-se anodul (A) și catodul (K).

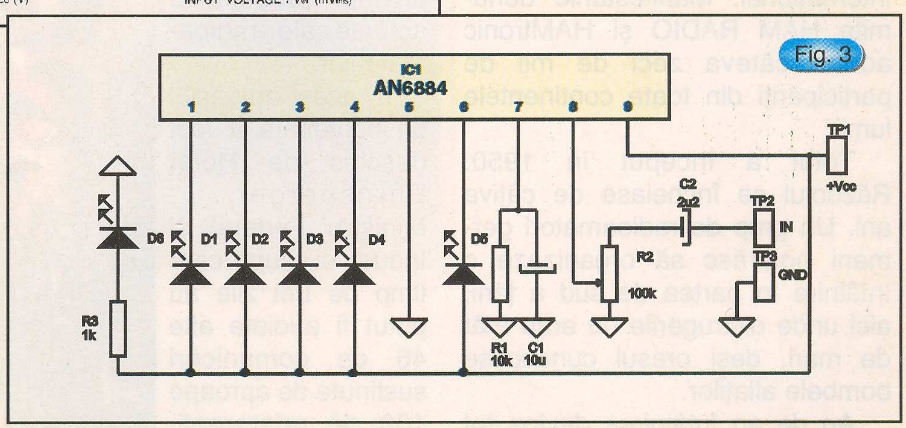


Fig. 3

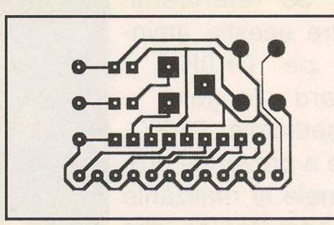


Fig. 4

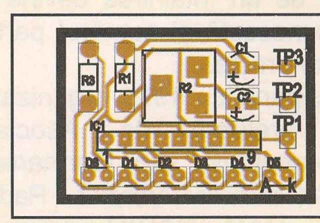


Fig. 5

HAM RADIO - 2000



Friedrichshafen este un orăşel frumos aşezat pe malul lacului Constanţa sau Boden See în sudul Germaniei, la graniţa cu Elveţia.

Pentru radioamatori sau pentru cei pasionaţi de electronică şi radiocomunicaţii oraşul a devenit cunoscut prin faptul că anual la sfârşitul lunii iunie, timp de 4 zile, aici se desfăşoră un mare târg internaţional. Manifestările denumite HAM RADIO şi HAMtronic adună câteva zeci de mii de participanţi din toate continentele lumii.

Totul a început în 1950. Războiul se încheiase de câtiva ani. Un grup de radioamatori germani hotărăsc să organizeze o întâlnire în partea de sud a ţării, aici unde distrugerile nu erau atât de mari, deşi oraşul cunoscuse bombele aliaţilor.

An de an întâlnirea devine tot mai cunoscută şi numărul participanţilor creşte.

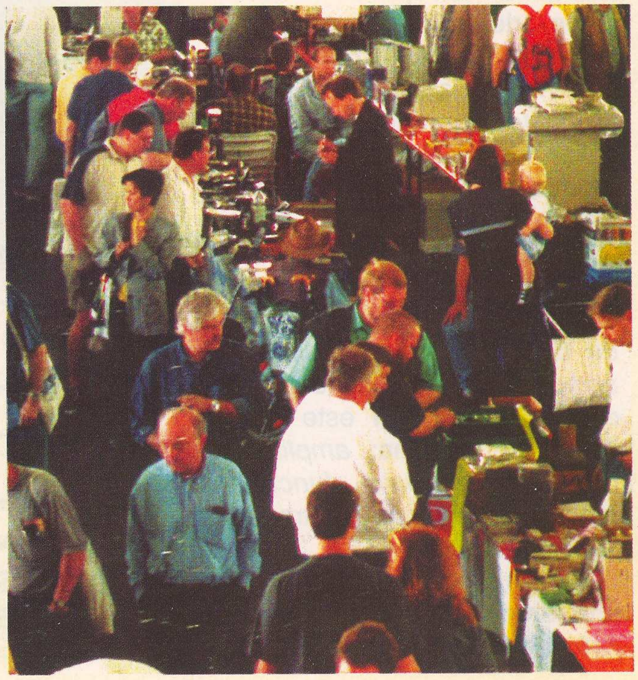
Începând cu 1975 organizarea este preluată de Asociaţia Radioamatorilor din Germania - DARC (Deutscher Amateur - Radio - Club), HAM RADIO devenind astfel astăzi un târg internaţional modern, la care pe lângă radioamatori participă peste 300 de firme din 40 de ţări. Sunt firme ce produc sau comercializează aparatură de comunicaţii, componente electronice, antene, literatură tehnică, aparatură de măsură şi control, etc.

Suprafaţa de expunere este 25.000 m^2.

Pot fi întâlnite aici pe lângă firmele clasice YAESU, KENWOOD, ICOM sute de firme mai puţin cunoscute din Europa, America sau Australia. Produsele lor, în special cele noi, se află la dispoziţia vizitatorilor care le pot testa şi care pot obţine orice fel de informaţii.

In alte săli special amenajate, se prezintă comunicări referitoare la tehnologii noi, echipamente moderne, expediţii, realizându-se un adevărat schimb de opinii privind problemele actuale ale radioamatorilor.

În acest an, ciclul de conferinţe a fost deschis de Horst Ehrnsperger - Ministru Federal al Industriei, după care timp de trei zile au putut fi audiate alte 46 de comunicări susţinute de aproape 100 de refererenţi. Dintre aceştia amintim pe DK9HU - Erhard Vogele - preşedintele DARC, care a prezentat problemele şi realizările radioamatorilor din Germania, DL3LBA - Linux şi radioamatorism, DJ7ZY - Reglementări ale Oficiului de Poştă şi Telecomunicaţii, HB9NP - Noi moduri digitale , DJ2LF - Trafic în unde ultralungi, DL4EBK - Compatibilitatea electromagnetică, DF5DP - Satelitul AMSAT Phase 3D, DJ4UF - Autorizaţiile de Clasa a 3-a - noutăţi - limitări - privilegii, DK2DO - Linii şi cabluri coaxiale moderne, DL9QJ - Radioamatorism şi Internet, DL1MEV - Programe de simulare a antenelor, DF2DS - Folosirea televiziunii digitale de amator, G3KMA - Programul IOTA, DL2FI - Staţii de putere redusă (QRP), etc. Au avut loc de asemenea întâlniri şi discuţii ale radioamatorilor pasionaţi de diplome, ale asociaţiilor de radioamatori cercetaşi, ale radioamatoarelor, ale veteranilor, ale colecţionarilor de QSL-uri, sau de aparatură veche, ale organizaţiilor ce asigură ajutor în cazuri de urgenţă, ale celor pasionaţi de telegrafie viteză sau radiogoniometrie de amator.



În alte hale, într-o organizare perfectă cu sprijinul DARC, diferite societăţi şi asociaţii şi-au amenajat standuri proprii.

În ultimii 4 ani, prin efortul unor radioamatori români şi *Federaţia Română de Radioamatorism* a fost prezentă cu un stand. Anul acesta în standul nostru am prezentat postere cu aspecte din activităţile radioamatorilor YO prilejuite de vizita Suveranului Pontif în România, eclipsa din august 1999, Campionatul Mondial IARU, Campionatul Internaţional de US şi UUS, programul nostru de diplome, situaţia repetoarelor, autorizaţiile CEPT şi certificatele HAREC, revistele: *Radiocomunicaţii şi Radioamatorism* şi *Conex Club*, probleme referitoare la includerea insulelor din Marea Neagră în programul IOTA etc.

Nu au lipsit nici o serie de colecţii de QSL-uri vechi din anii '30, precum şi postere primite de la *Agenţia Naţională de Turism*.

A fost un stand apreciat de vizitatori, printre aceştia, numeroşi români stabiliţi în străinătate sau radioamatori care au avut tangenţă cu ţara noastră.

Alte sectoare foarte aglomerate au fost cele în care s-a desfăşurat "talciocul" (flea market). O animaţie incredibilă! Se cumpără şi se vinde orice. Echipamente industriale sau "home made", aparatură militară dezafectată, componente şi subansamble, antene, conectoare, butoane, reviste, cărţi etc.

Talciocul continuă şi afară unde direct din maşini sau rulote special amenajate ţi se oferă diferite echipamente.

Dacă la conferinţele privind expediţiile şi noutăţile în radioamatorism au participat mai ales: YO5BRZ, YO3RA, YO6QT, aici în halele talciocului au "săpat" mai mult radioamatorii noştri constructori: YO3AXJ, YO3AJN, YO9FZS, YO7LLA , YO9FLL etc.

Întâlnirea a fost un prilej bun de a prezenta radioamatorismul românesc, ţara noastră, de a contacta reprezentanţi IARU, IOTA, DARC sau a altor asociaţii de radioamatori.

ing. Vasile Ciobăniţa,
Secretar General al Federaţiei Române de Radioamatorism

Urmare din pag. 1

sistemelor ajutătoare de ascultare (ALS) în special.

Sisteme cu buclă inductivă - IL

Sistemul se bazează pe radiația de câmp magnetic realizată cu o buclă inductivă străbătută de un curent electric alternativ, modulat în amplitudine cu semnal AF (corespunzător sunetului).

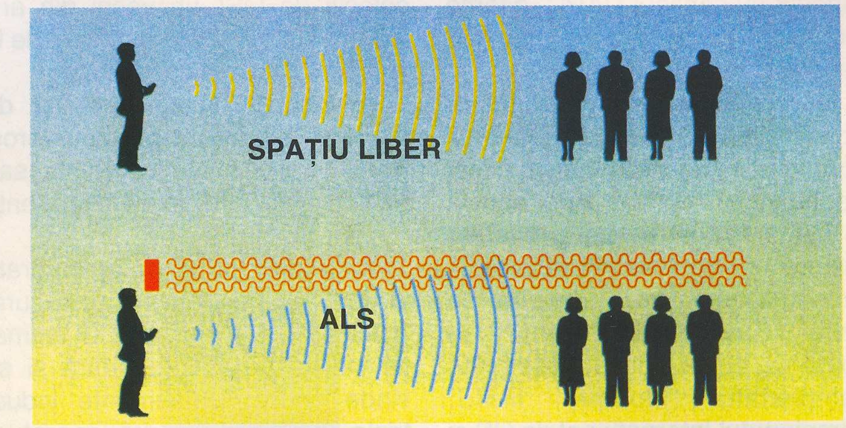
Buclele inductive radiante lucrează la frecvențe relativ reduse. Ele au dimensiuni mari, apropiate de cele ale unei camere (cu latura de 2...4m). Buclele se poziționează sub (sau chiar în) covoare sau mochete. În cazul sălilor foarte mari, se realizează sub podea (sub mochetă) un sistem cu bucle, de dimensiuni de ordinul a 3,7 x 3,7m, care au calitatea de a asigura un câmp relativ constant pe întreaga arie a sălii.

Receptorul este dotat cu o buclă (de recepție), care captează câmpul magnetic și apoi detectează semnalul AF, transormându-l în sunet.

Acest sistem a fost primul utilizat în special în Europa (Marea Britanie, Franța și Țările Scandinave) unde este foarte răspândit (peste 50% din instalațiile funcționale acum). Principalele sale calități sunt costul (redus), mentenanța ușoară și compatibilitatea cu aparatele de audiție pentru handicapați (ADA) dotate cu bobină receptoare.

Sub aspect performant, sistemul prezintă o serie de neajunsuri esențiale care-l fac să fie folosit din ce în ce mai puțin în noile construcții. Dintre acestea menționăm:

- dependența calității recepției de poziția bobinei receptoare, care duce la impunerea unei anumite imobilități ascultătoului (nu se recomandă persoanelor în mișcare);



- interferențe deranjante cu sistemele din alte camere sau din zone apropiate;
- calitate nu prea înaltă a sunetului.

Așa cum am subliniat deja, sistemul este folosit în multe țări, datorită instalațiilor existente și a prețului mic de întreținere.

Sisteme de transmisie în radiofrecvență - RF

Sunt sisteme care în principiu realizează o transmisie radio clasică. Un singur emițător (de putere mică) poate acoperi o suprafață circulară cu raza de ordinul a 100m. Sistemele pot fi folosite atât în incinte închise, cât și în aer liber, indiferent de temperatură, lumină sau fenomene meteo (care influențează totuși emisia).

Sistemele RF se pretează și la interactivitate, fiecare receptor, putând deveni și emițător (gen de telefonie locală).

Sistemele mai vechi lucrau în MA în gama de 480kHz. Acum se lucrează aproape exclusiv în MF în diferite game din zona UUS, funcție de standardele naționale. În cazul FCC (standardul american) gama afectată este 72...76MHz.

Tot ca benzi utilizate în aparatura modernă menționăm gama 30...45MHz și în ultima vreme, 216MHz.

Printre alte calități ale acestor sisteme mai menționăm: gabarit mic al receptorului și energie mică necesare (baterii mici).

Există însă și o serie de neajunsuri:

- benzile de frecvență disponibile sunt reduse;
- posibilitatea unor interferențe cu alte emițătoare profesionale sau de amatori din gamele apropiate.

Sisteme cu radiere în infraroșu - IR

Aceste sisteme constituie o alternativă a sistemelor RF. Ele seamănă cu transmisia în cazul telecomenzilor aparaturii casnice (TV, videocasetoafon, stație audio etc.)

Semnalul de AF recepționată la o stație centrală de unde, prin cabluri se trasmite (semnalul prelucrat) la panourile radiante, realizate cu diode **IR - LED** (**I**nfra**R**ed **L**ight - **E**mitting **D**iodes).

Transmisia se face în zona invizibilă, din apropierea roșului din gama video: 880nm...940nm. În general, se folosesc frecvențele mai joase (940nm), deoarece în gama de 880nm există persoane care percep radiația.

Ca purtătoare s-au folosit inițial semnale de frecvență 95kHz, sau 250kHz, acum, trecându-se aproape exclusiv la perecehea de frecvențe 2,3MHz și 2,8MHz.

Trecerea a fost necesară datorită perturbațiilor provocate de către instalațiile de iluminare cu tuburi fluorescente care produc

radiații parazite în jurul frecvențelor de 100kHz și 250kHz.

De remarcat faptul că în cazul sistemelor IR, receptoarele trebuie ținute la vedere pentru a recepționa radiația de infraroșu.

Receptoarele personale

În principiu, cele trei tipuri de receptoare individuale, au performanțe asemănătoare, asigurând sunetul necesar unei audiții de calitate. Gabaritele sunt relativ apropiate, cele mai mici fiind cele folosite în sistemele RF, care nu depășesc dimensiunile unui pachet de țigări. Folosesc baterii sau acumulatoare de gabarit mic și cu timp de viață ridicat.

Indiferent de sistem, receptoarele au un număr minim de comenzi:

- pornit/oprit;
- reglaj volum;
- selecție a canalului recepționat (dacă sistemul asigură recepția simultană a mai multe canale audio).

Funcție de modul de captare a energiei, pentru fiecare sistem apar aspecte construcive specifice:

În cazul receptoarelor pentru sistemele IL este necesară utilizarea unei bucle de captare a câmpului electric, care este fie inclusă în receptorul propriu-zis, fie conectată la el printr-o mufă.

Receptorul RF are gabaritul mic și antena inclusă, eventual rabatabilă (însă tot de dimensiuni mici).

Receptoarele IR au gabarit mic, comparabil cu cel al receptoarelor RF, însă sunt prevăzute cu un element fotosensibil care trebuie să "vadă" radiația infraroșie. Din acest motiv, cel puțin partea sensibilă la infraroșu a receptorului, trebuie să fie la vedere.

Indiferent de tipul sistemului ALS, principalul accesoriu al unui receptor este elementul prin care sunetul creat de traductorul electro-acustic se aplică la ureche. Din acest punct de vedere, în practică sunt folosite trei tipuri de elemente:

- tub acustic, tip stetoscop - la care traductorul se află în receptor, iar semnalul sonor se aplică la ureche printr-un tub elastic cu două terminale (exact ca în cazul stetoscopului). Termenul englezesc sub care este cunoscut acest dispozitiv este de "*stetoclip*";
- cască miniatură care se introduce în ureche (*earbuds* - în limba engleză);
- cască propriu-zisă, de dimensiune mare care acoperă lobul urechii (*headset* - în limba engleză).

Referitor la acest ultim dispozitiv trebuie subliniate câteva lucruri:

- de multe ori, receptorul (în special cel de RF) este realizat constructiv direct pe căști, tot acolo localizându-se și butoanele de reglaj;
- din punct de vedere al igienei, este cea mai recomandabilă soluție, ea neavând nevoie de o curățire/igienizare serioasă după fiecare utilizare (la schimbarea utilizatorului) ca în cazul primelor soluții ("stetoclip" și "earbuds").

Tendințe și practică în domeniu

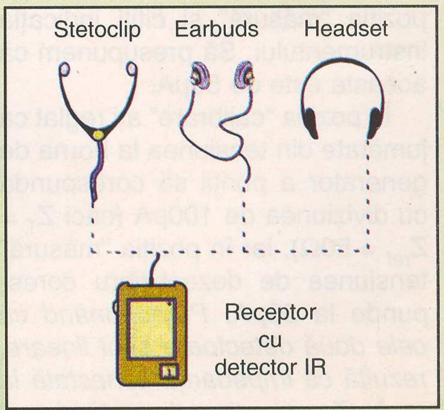
Sub aspect tehnic, două sunt tendințele principale în domeniu:

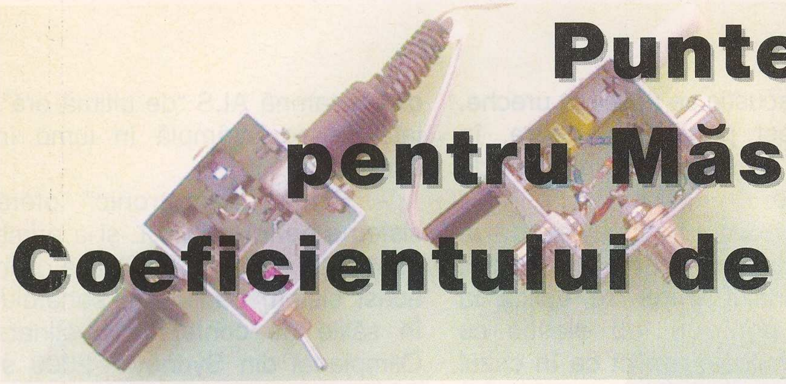
- miniaturizarea, în special a receptoarelor;
- mărirea numărului canalelor transmise în paralel, datorită de exemplu, necesității transmiterii simultane a traducerii textului original în mai multe limbi (ca de exemplu, la conferințele internaționale). Acest lucru se rezolvă în utlima vreme prin digitalizarea semnalului de AF și împachetarea semnalului transmis.

Pentru exemplificarea a ceea ce înseamnă ALS "de ultimă oră", iată ce se întâmplă în lume în acest domeniu:

- Firma "Ampetronic" oferă sisteme performante IL și a primit contractul pentru a sigura prin acest sistem transmisia sunetului în sălile de conferință destinate Olimpiadei din Sydney - 2000 și "Millenium Dome" în Marea Britanie.
- "Artec Consultants" asigură sistemul de traducere multiplă în sălile de concert/conferințe la centrul Auditonium Dijon - Franța, folosind sistemul IR.
- "Nady Systems" - a asigurat pentru guvernul Ucrainei un sistem de ascultare individuală RF cu 8 canale, destinat transmiterii simultane a textului tradus.
- "Oral Window Audio" oferă două tipuri de sisteme ALS, unul numit MobiLoop II realizat în tehnica IL și destinat autobuzelor și trenurilor, iar al doilea, numit Flight Sound, destinat utilizării în avioane, realizat în tehnica IR și cu posibilitatea comunicării "persoană cu persoană", fiecare receptor având inclus un microfon și un element radiant în infraroșu.

După cum se vede, oferta în domeniu este foarte diversă și în ultima vreme, chair combinată, funcție de necesități, putându-se folosi în aceeași sală (sau clădire) unul, două sau chiar toate trei sistemele.





Punte pentru Măsurarea Coeficientului de Reflexie (III)

ing. Dumitru Blujdescu, YO3AL

5. Cum să interpretăm rezultatele măsurării?

Să presupunem că dispuneți de o punte *versiunea A*, cu detectoarele tarate ca la §4 și doriți să măsurați coeficientul de reflexie Γ_U la borna de intrare în fiderul unei antene de U.S.

Pentru că folosiți cablu coaxial cu impedanța caracteristică $Z_0 = 50\Omega$, ați montat în punte $Z_T = 50\Omega$ și dispuneți și de o sarcină etalon de 50Ω conectată la borna Z_{ref} a punții. Conectați fiderul la borna Z_x (eventual printr-o piesă de trecere) și alimentați puntea pe frecvența dorită. Poziționați potențiometrul de calibrare P_{cal} cam la 70...80% din cursă (în direcția sensibilității maxime), treceți comutatorul K în poziția "calibrare" și reglați nivelul sursei de semnal (generatorului) cât mai aproape de deviația maximă a instrumentului. Pentru ușurința înțelegerii vom presupune că instrumentul are capătul de scală la 100µA. Folosiți P_{cal} pentru a regla indicatorul instrumentului *exact pe capătul de scală*.

Treceți acum comutatorul K pe poziția "măsură" și citiți indicația instrumentului. Să presupunem că aceasta este de 50µA.

În poziția "calibrare" ați reglat ca jumătate din tensiunea la borna de generator a punții să corespundă cu diviziunea de 100µA (căci $Z_T = Z_{ref} = 50\Omega$), iar în poziția "măsură" tensiunea de dezechilibru corespunde la 50µA. *Presupunând că cele două detectoare sunt lineare, rezultă că impedanța conectată la mufa Z_x este caracterizată de un coeficient de reflexie în tensiune cu modulul* $\Gamma_U = 50/100 = 0,5$ (sau 50%).

După cum se știe *adaptarea se poate aprecia prin oricare dintre* următorii parametri: coeficientul de reflexie în tensiune Γ_U, *sau* coeficientul de reflexie în putere Γ_P, *sau* raportul de undă staționară SWR, *sau* pierderile de reflexie (Return Loss) RL. Legătura între aceștia este exprimată prin formulele (4, 5, 6, 7).

$$SWR = \frac{1 + \Gamma_U}{1 - \Gamma_U} \quad ... (4)$$

$$\Gamma_U = \frac{SWR - 1}{SWR + 1} \quad ... (5)$$

$$\Gamma_P = \frac{\text{Putere reflectată}}{\text{Putere directă}} = \Gamma_U^2 \quad ... (6)$$

$$\beta n(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e j \omega (t - t_n) d\omega \quad out_n' = yn * \frac{\cos(\phi)}{c}$$

În exemplul nostru ($\Gamma_U = 0,5$) avem:

$SWR = (1+0,5)/(1-0,5) = 3$; $R_L = 20 \log (0,5) = -6,02dB$; $\Gamma_P = (0,5)^2 = 0,25$

Câtă vreme folosiți punrtea măsurând tensiunea de dezechilibru (V_2 în figura 2), aceasta este interpretarea corectă a rezultatelor măsurării.

Am socotit necesară această mențiune și pentru că în anumite condiții (și eventual cu anexe corespunzătoare) puntea poate fi folosită și ca un *comparator de impedanțe* (deci ca o punte de impedanțe), dar în acest caz *trebuie adusă la echilibru*, deci *rolul voltmetrului V_2 este de simplu indicator de nul* [B4; B5].

Prin cunoașterea numai a *modulului* coeficientului de reflexie Γ_U (sau a SWR-ului căruia îi corespunde) *nu avem totuși informații complete despre impedanța conectată la bornele Z_x* (modul și fază sau reactanță și rezistență).

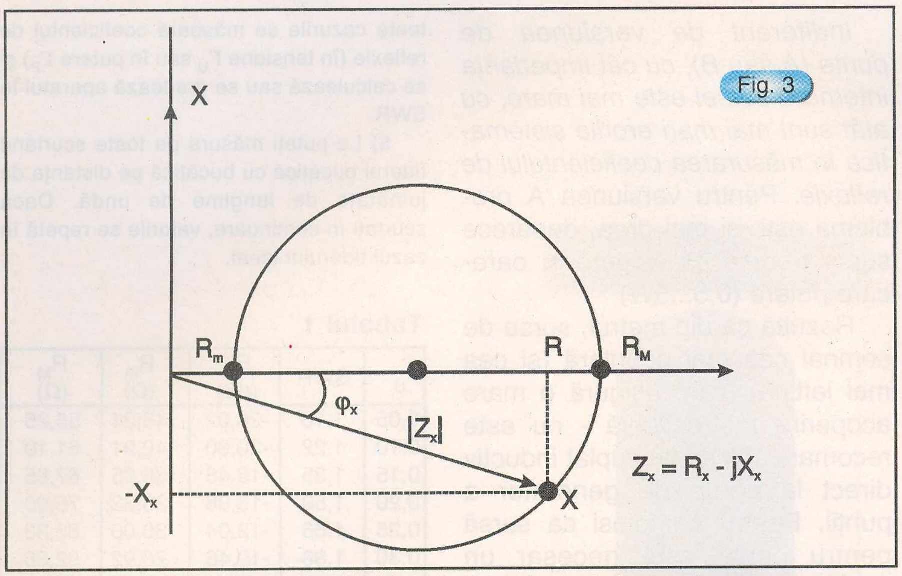
În exemplul nostru există deci o infinitate de valori ale impedanței de intrare în fider pentru care $\Gamma_U = 0,5$ (respectiv SWR = 3), toate îndeplinind însă relația (2) [Nota 5]. În reprezentare carteziană (*figura 3*), aceste valori sunt situate pe un cerc cu centrul pe axa reală (a rezistențelor) pe care o intersectează în două puncte (R_m și R_M) care au coordonatele:

$R_m = Z_0/SWR$...(8) și $R_M = (SWR) \cdot Z_0$ ... (9)

(În exemplul nostru $R_m = 50/3 = 16,66\Omega$ și $R_M = 3 \cdot 50 = 150\Omega$)

În cazul în care folosim un reflectometru de tip wattmetru direcțional, puterea directă și cea reflectată depind de poziția pe acest cerc a impedanței la intrarea în fider, dar coeficientul de reflexie în putere Γ_P = (Putere reflectată) / (Putere directă) va rămâne același [Nota 6].

Dacă la borna Z_x înlocuim fiderul cu o sarcină rezistivă cu valoarea R_m sau R_M, vom citi același coeficient de reflexie ($\Gamma_U = 0,5$). Aceste sarcini sunt deci veritabile "etaloane" pentru coeficientul de reflexie. Pentru o bună valorificare a punții, este necesar să dispuneți de astfel de etaloane pentru câteva valori importante ale lui Γ_U. Se înțelege că veți alege



numai una dintre cele două valori: R_m sau R_M.

Pentru $Z_0 = Z_{Ref} = Z_T = 50\Omega$, în *tabelul 1* sunt prezentate R_m și R_M pentru câteva valori ale coeficientului de reflexie Γ_U. Pentru cei care folosesc cabluri cu $Z_0 = 75\Omega$ se poate realiza o tabelă similară folosind relațiile (4...9).

6. Neajunsurile versiunii A și metode de ameliorare a preciziei măsurărilor.

Să presupunem că folosiți o punte cu $Z_T = 50\Omega$, cu detectoarele tarate ca la §4 și cu instrument cu scala de 100 diviziuni (100μA). Montați la mufa Z_{REF} a punții o sarcină de 50Ω, iar la mufa Z_x o sarcină de 75Ω și măsurați coeficientul de reflexie ca la §5. Conform tabelului 1 pe poziția "măsură" ar trebui să citiți 20μA ($\Gamma_U = 0{,}2$), dar cu siguranță *veți citi o valoare mai mică*. Creșteți acum treptat nivelul semnalului dat de generator și măsurați refăcând de fiecare dată calibrarea cu P_{cal}. Pe măsură ce crește nivelul semnalului veți măsura valori din ce în ce mai apropiate de valoarea teoretică (20μA). Cauza fenomenului o constituie evident nelinearitatea la semnale mici a detectoarelor simple cu diode cu care este prevăzută puntea.

Pentru îmbunătățirea preciziei măsurărilor este recomandabil să se recurgă (dacă se poate simultan) la următoarele remedii:

6. 1. Măsurați cu semnal cât mai mare.

Dacă permite regimul obiectului măsurat (conectat la borna Z_x), este recomandabil să folosiți nivele la limita disipației rezistoarelor din circuit. Este și motivul pentru care este recomandabil ca Z_T și etaloanele să reziste la 1W (sau chiar 2W). La un generator de 4W și un etalon cu $\Gamma = 0{,}1$ (SWR = 1,22), voltmetrul V1 (*figura 1*) măsoară aproximativ 7V, iar V2 aproximativ 0,7V, deci peste "pragul" obișnuit al diodelor cu germaniu folosite în detectoare.

În aceste condiții este evident că nu puteți folosi această punte pentru verificarea adaptării la intrare a unor receptoare sau preamplificatoare de RF.

Alte condiții ce se pun surselor de semnal cu care se măsoară vor fi prezentate la § 6.5.

6.2. Folosiți o metodă de substituție.

După ce ați măsurat ca la §5, rețineți rezultatul citirii și apoi *fără a modifica nivelul generatorului* (dar refăcând calibrarea de fiecare dată) încercați pe rând la mufa Z_x câteva etaloane de coeficient de reflexie. Urmăriți să obțineți dacă nu aceeași indicație ca la măsurarea inițială, atunci două care să o încadreze (după care interpolați rezultatul).

Este deci recomandabil să dipuneți de un set de "etaloane" pentru coeficientul de reflexie în plaja de valori care prezintă interes.

6.3. Tarați detectoarele pentru o valoare mai mică a lui Γ_U la cap de scală.

Prin tararea detectoarelor ca la §4 (cu mufa Z_x în scurt-circuit) în poziția "măsură" a comutatorului K, la capătul de scală corespunde $\Gamma_U = 1$. Consultând tabelul 1 se observă că valorile cele mai interesante (până la $\Gamma_U = 0{,}5$, respectiv SWR = 3) sunt aglomerate pe prima jumătate a scalei, unde și nelinearitatea detectoarelor și erorile absolute proprii microampermetrului sunt mai mari [Nota 7].

Dacă doriți ca la capătul scalei instrumentului să aveți $\Gamma_U = 0{,}5$ (SWR = 3), procedați astfel:

În mufa Z_{ref} montați o sarcină cu valoarea $Z_0 = Z_{Ref} = Z_T = 50\Omega$, iar în mufa Z_x o sarcină corespunzătoare lui $\Gamma_U = 0{,}5$, adică 150Ω sau $16{,}67\Omega$ (vezi tabelul 1) și refaceți tararea detectoarelor exact ca la §4, dar se înțelege că fără scurtcircuitarea bornei Z_x. După această tarare, când măsurați trebuie să "corectați" citirile în mod corespunzător: la 50μA corespunde $\Gamma_U = 0{,}5/2 = 0{,}25$ (corespunzător SWR = 1,666 sau R_L = -12dB) [Nota 8].

O soluție elegantă este să se folosească două potențiometre ajustabile pentru tarare (P_{T1} și P_{T2}) comutabile cu un mic comutator de tip "Push-Buton" (cu poziție de repaus prestabilită). Acesta în poziție de repaus pune în circuit P_{T1} care a fost reglat pentru cap de scală $\Gamma = 1$ (ca la §4), iar în poziția "apăsat" conectează pe P_{T2} - care a fost reglat pentru cap de scală $\Gamma_U = 0{,}5$.

Acest comutator se folosește numai pe durata calibrării (nu și în poziția "măsură").

Se obține astfel o punte cu două scări de măsură ($\Gamma = 0{,}5$ și $\Gamma = 1$), după cum s-a apăsat sau nu comutatorul "push-buton" la calibrare.

6.4. În locul microampermetrului folosiți un multimetru digital pe poziția "voltmetru de curent continuu".

Așa cum este prezentat în *figura 2*, voltmetrul de raport cu microampermetru nu este soluția cea mai bună. În afara faptului că instrumentele analogice dau erori mari pe porțiunea inițială a scalei [Nota 7], au și o impedanță internă destul de mică (în jur de 1kΩ de obicei). Aceasta obligă la un potențiometru de calibrare P_{cal} cu rezistența mică (5...10kΩ). Dar P_{cal} este conectat în serie cu rezistențele detectoarelor (și face parte din acestea).

Deci la bornele sale se regăsește numai o parte din tensiunea detectată, cu atât mai mică cu cât valoarea lui P_{cal} este mai mică. Dacă se alege P_{cal} de valoare mai mare nu se câștigă nimic (doar se face reglajul calibrării mai dificil!), căci tocmai în poziția de sensibilitate maximă este șuntat de impedanța internă mică (1kΩ) a microampermetrului.

Până la răspândirea multimetrelor digitale, soluția (complicată) era folosirea unui amplificator de c.c. între P_{cal} și microampermetru. În prezent este suficient să se prevadă un jack cu care atunci când este necesar, să se înlocuiască microampermetrul cu un multimetru digital pe poziția de voltmetru de curent continuu.

În aceste condiții pentru P_{cal} se poate folosi un potențiometru de valoare mult mai mare, dar nu peste 50...100kΩ, ca să nu se strice și mai tare linearitatea detectoarelor la semnale mici.

6.5. Folosiți o sursă de semnal cu impedanța internă cât mai mică.

După cum s-a menționat la §1, relația (1), care stă la baza utilizării punții, este obținută în condiția ca *impedanța internă* a sursei de semnal *să fie nulă* (R_i = 0 în *figura 1*).

Indiferent de versiunea de punte (A sau B), cu cât impedanța internă a sursei este mai mare, cu atât sunt mai mari erorile sistematice în măsurarea coeficientului de reflexie. Pentru versiunea A problema este și mai grea, deoarece sursa trebuie să asigure și oarecare putere (0,5...5W).

Rezultă ca dip-metrul, sursa de semnal cea mai populară (și cea mai ieftină), care asigură o mare acoperire în frecvență - nu este recomandabil să fie cuplat inductiv direct la borna de generator a punții. Pentru a-l folosi ca sursă pentru punte este necesar un amplificator de bandă largă cu rolul de separator. Acest amplificator trebuie să asigure la ieșire o impedanță internă cât mai mică (10...15Ω este convenabil), iar în cazul punții Versiunea A - și o putere acceptabilă. Practica a arătat că este util ca acest amplificator să fie prevăzut și cu un reglaj de nivel pentru a ne putea lipsi de potențiometrul de calibrare P_{cal}.

6.6. Concluzii.

Cu toate neajunsurile sale, versiunea A, care este ușor de folosit - rămâne foarte utilă în majoritatea lucrărilor radioamatorilor.

Ea rămâne de neînlocuit în operațiile de prereglare a transmatch-urilor și în cele mai multe lucrări de laborator, dacă este nevoie de măsurat expeditiv - căci nu necesită anexe complicate.

Bibliografie

[5] Jack Priedigkeit (W6ZGN) - Measuring Inductance and Capacitance with a Reflection Coefficient Bridge în: QST May 1982 pp. 28-29

Note

4) Utilizarea SWR pentru aprecierea adaptării este o simplă tradiție, căci cu excepția "liniilor de măsură" (folosite foarte rar și numai în microunde), nici un aparat *nu măsoară direct* acest parametru. În toate cazurile se măsoară coeficientul de reflexie (în tensiune Γ_U sau în putere Γ_P) și se calculează sau se gradează aparatul în SWR.

5) Le puteți măsura pe toate scurtând fiderul bucățică cu bucățică pe distanța de jumătate de lungime de undă. Dacă scurtați în continuare, valorile se repetă în cazul fiderului ideal.

Tabelul 1

Γ_U	SWR	RL (dB)	R_m (Ω)	R_M (Ω)
0,05	1,10	-26,02	45,24	55,25
0,10	1,22	-20,00	40,91	61,10
0,15	1,35	-16,48	36,95	67,65
0,20	1,50	-13,98	33,33	75,00
0,25	1,66	-12,04	30,00	83,33
0,30	1,86	-10,46	26,92	92,86
0,35	2,08	-9,12	24,07	104,00
0,40	2,33	-7,96	21,42	116,66
0,45	2,64	-6,94	18,90	132,00
0,50	3,00	-6,02	16,66	150,00
0,55	3,44	-5,19	14,51	172,20
0,60	4,00	-4,44	12,50	200,00
0,65	4,71	-3,74	10,60	236,00
0,70	5,66	-3,10	8,82	283,00
0,75	7,00	-2,50	7,14	350,00
0,80	9,00	-1,94	5,56	450,00
0,85	12,33	-1,41	4,05	616,00
0,90	19,00	-0,92	2,63	950,00

6) În aceste condiții dacă nu folosim un transmatch și am repeta experimentul de la nota 5 (scurtarea treptată a fiderului), se modifică impedanța de sarcină a etajului final al emițătorului, se modifică deci și puterea utilă cedată fiderului (P_U = Putere directă - Putere reflectată), dar coeficientul de reflexie rămâne constant (Putere reflectată / Putere directă).

În cazul etajelor finale de bandă largă tranzistorizate se impune o protecție reflectometrică la SWR relativ mici (1,5 - 2), căci la anumite lungimi ale fiderului limitele tranzistoarelor pot fi depășite (în tensiune, în curent su putere disipată).

7) Eroarea absolută a instrumentului cu ac indicator este constantă pe scală: un microampermetru de 100μA clasa 2 prezintă pe toată scala o eroare absolută de 2% (din capul de scală) adică de ±2μA. La o citire de 50μA eroarea relativă este deci ±4%, iar la una de 5μA de ±40%!!

8) "Tararea" punții cu ajutorul unei sarcini etalon cu coeficient de reflexie dat nu este prezentată uzual în literatura de amator [B1; B2], dar este practicată curent la punțile woblerelor profesionale. În acest scop se folosesc etaloane cu Γ_U = 0,1 (-20dB) sau $\Gamma_U \cong$ 0,315 (RL = -10dB).

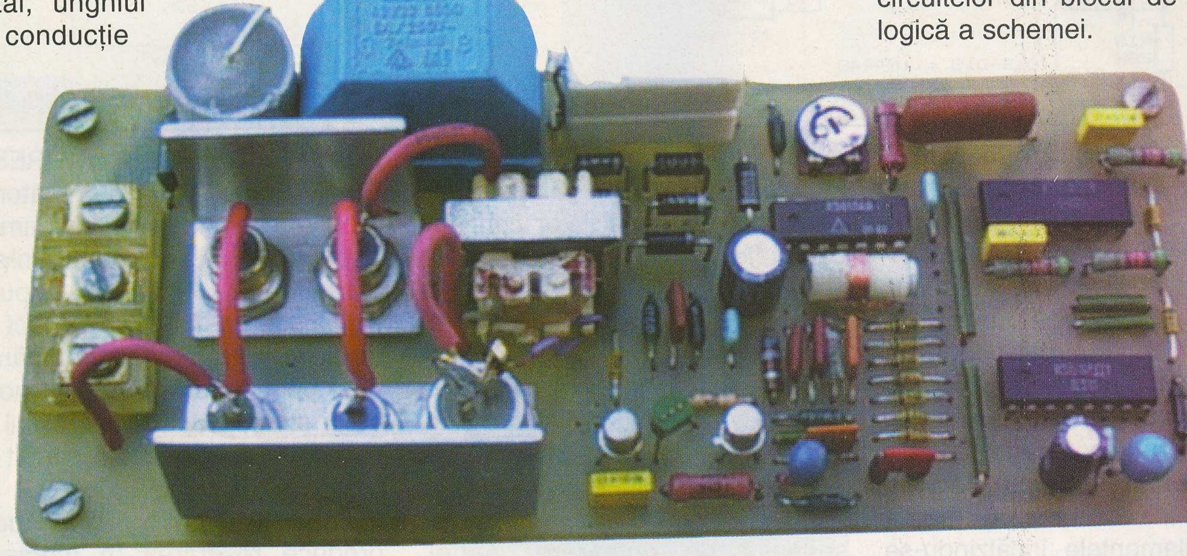
Iluminat de Siguranță Economic



Sistemul ce face obiectul prezentului articol permite economisirea a 50% din cantitatea de energie electrică alocată spațiilor lipsite de lumină naturală care necesită iluminat permanent: depozite, holuri, vitrinele unor magazine, casa scărilor unor blocuri de locuințe, precum și obiectivele dotate cu iluminat de siguranță. Poate fi de asemenea utilizat pentru efecte de lumină în discoteci sau săli de spectacole, putând lucra pe proiectoare de mare putere (1200W).

ing. Emil Matei

Ca surse de lumină sunt utilizate becuri incandescente, de preferință cu halogeni, alimentate printr-un variator de putere cu control de fază. Variatorul, cu tiristor, este comandat digital, unghiul de conducție



variind succesiv, în 8 trepte, între 0 și 180 grade electrice, atât în sens crescător, cât și descrescător, sensul schimbându-se automat la trecerile prin minim, respectiv maxim, ceea ce corespunde cu baleierea automată a 8 niveluri de iluminare.

Schema de principiu este prezentată în *figura 1*. Variatorul de putere este echipat cu o punte redresoare construită cu diode de 10A (D_5-D_8) montate pe radiator, având pe diagonala de curent continuu un tiristor de 16A (Th_1). Pe partea de curent alternativ s-a prevăzut un filtru de antiparazitare (L_1, C_1). Rezistorul R_1 asigură descărcarea condensatorului din filtru după deconectare.

Dispozitivul de comandă pe grilă a tiristorului este realizat cu tranzistorul unijoncțiune T_1 și tranzistoarele bipolare T_2 și T_3, această secțiune a schemei fiind alimentată cu tensiunea trapezoidală obținută pe dioda zener D_9, asigurându-se sincronizarea cu rețeaua electrică a oscilatorului cu TUJ. Dioda D_9 este alimentată din rețea prin puntea redresoare formată de diodele D_1-D_4 și rezistența de putere R_2. După separarea cu dioda D_{11}, tensiunea trapezoidală este filtrată cu condensatoarele C_3 și C_5, obținându-se astfel tensiunea continuă necesară alimentării circuitelor din blocul de comandă logică a schemei.

Acesta, realizat cu circuite integrate CMOS, asigură 8 trepte pentru polarizarea bazei tranzistorului T_3, stabilite de către rezistoarele R_9-R_{16}, comutate prin diodele de separare D_{12}-D_{19}. Un efect de liniarizare a comenzii se obține cu condensatorul C_6, care face ca trecerea de la un nivel la altul să se facă gradat, asigurându-se o variere mai lină a unghiului de conducție și implicit a strălucirii lămpilor utilizate ca sarcină. Valoarea optimă a capacității acestuia

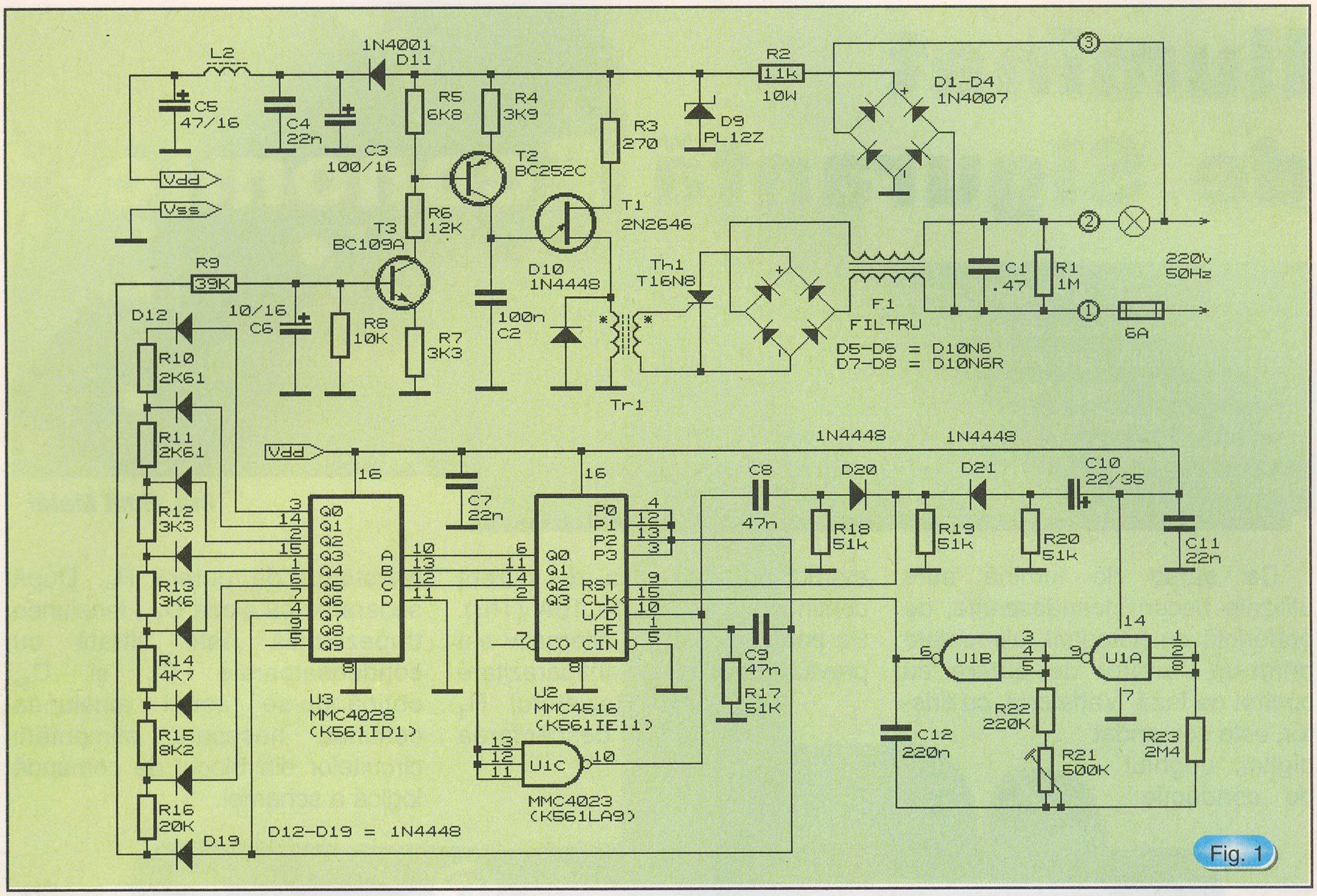


Fig. 1

depinde într-o oarecare măsură și de inerția filamentelor lămpilor. Valoarea constantei de timp $C=R_8C_6$ este corelată cu constanta de timp a *circuitului de reset*, astfel că la orice punere în funcțiune, unghiul de conducție este minim. Cu alte cuvinte, în orice moment s-ar face repornirea, condensatorul de liniarizare este deja descărcat, astfel că becurile se aprind întotdeauna pe treapta minimă, filamentele încălzindu-se treptat până la atingerea temperaturii de funcționare, acest lucru contribuind hotărâtor la creșterea duratei de viață a acestora.

Blocul de comandă logică, furnizează cele 8 semnale corespunzătoare treptelor de strălucire, la ieșirile decodificatorului binar - zecimal U3, folosit ca decodor 1 din 8 cu validare pe intrarea D conectată permenant la zero logic (masă). Acesta decodifică stările unui numărător binar sincron reversibil de 3 biți, realizat în jurul circuitului U2, care primește pe intrarea de tact impulsurile generate de un oscilator construit cu porțile NAND din circuitul U1.

Particularitatea schemei constă în modul de utilizare a numărătorului U2, care își schimbă automat sensul de numărare la trecerea prin stările extreme. Numărătorul, de 4 biți, este folosit ca numărător de 3 biți, bitul cel mai semnificativ fiind utilizat pentru inversarea sensului de numărare. Astfel, semnalul de la ieșirea Q_3 (pinul 2), inversat de poarta U1C, este aplicat pe intrarea U/D, la pinul 10. Același semnal este aplicat unui circuit de derivare (C_8-R_{18}), pulsurile pozitive selectate cu dioda D_{20} resetând numărătorul. Nivelul 1 logic aplicat pe pinul 10 asigură numărarea înainte. După numărarea a 8 impulsuri, pe pinul 10 se aplică 0 logic asigurându-se condiția de numărare înapoi. În același timp, semnalulul de pe ieșirea Q_7 (pinul 4) a decodificatorului, derivat de către grupul C_9, R_{17} asigură un scurt impuls pe intrarea PRESET ENABLE (pin 1) a numărătorului și acesta se încarcă cu numărul *binar 1111*, prezent pe intrările de presetare P_0, P_1, P_2, P_3. Impulsurile sosite pe intrarea de tact vor produce decrementarea numărătorului până la atingerea din nou a stării zero, după care ciclul se repetă. Există și un circuit de resetare asincronă compus din elementele C_{10}, R_{20}, D_{21}. Acesta produce resetarea în momentul aplicării tensiunii de alimentare, ca efect al impulsului produs la încărcarea condensatorului C_{10} prin rezistorul R_{20}.

Generatorul de tact este construit cu porțile U1A și U1B. Potențiometrul R_{21} servește la reglarea vitezei de baleiere. În funcție de viteza preferată se poate eventual tatona și valoarea condensatorului de liniarizare C_6.

Continuare în numărul viitor

Redresor Trifazat cu Absorbție Sinusoidală

• Dr.ing. Floricău, D. - conferențiar, Universitatea "POLITEHNICĂ" București

• Dr. Hapiot, J.C. - profesor, INP Toulouse

• Dr. ing. Dumitrescu, M. - conferențiar, Universitatea "Dunărea de jos"

3. Studiu critic privind comanda MDID a unui redresor trifazat

Conectarea unui redresor MID spre rețea se face prin intermediul unor inductivități (*figura 1*). Diferența de fază dintre tensiunea rețelei și tensiunea generată de convertor este o mărime importantă, care trebuie reglată. *Poluarea rețelelor de distribuție se datorează unor consumatori care absorb curenți cu un factor total al distorsiunilor armonice ridicat. Armonicele de curent conduc la micșorarea factorului de putere și la deformarea tensiunilor disponibile pentru consumatorii vecini. Progresele înregistrate în ultimii ani în domeniul convertoarelor statice permit combaterea acestei poluări, fie construind convertoare nepoluante care absorb curenți sinusoidali, fie utilizând filtre active în amonte de montajul poluant.*

În funcție de strategia de comandă utilizată, tensiunea continuă obținută la ieșirea unui redresor MID prezintă 2 valori minime. Astfel, pentru cazul strategiilor clasice ($\hat{U}_{ref}^{max} = U_d / 2$) se obține [8]:

$$u_d > 1{,}634 \cdot U_{ab} \quad (2)$$

iar pentru cele care funcționează în zona de liniaritate extinsă ($\hat{U}_{ref}^{max} = U_d / \sqrt{3}$), rezultă:

$$u_d > 1{,}414 \cdot U_{ab} \quad (3)$$

În *figura 4* s-a prezentat modelul comenzii în tensiune pentru calculul celor 2 axe considerând *faza c* referință (m_{C1g}, m_{C2g}). Modelul a fost elaborat în vederea obținerii unor curenți (i_a, i_b, i_c) sinusoidali și în fază cu tensiunile rețelei (u_a, u_b, u_c). Asemănător se calculează și



celelalte axe de comandă dacă se consideră faza *a* sau *b* ca referință. Permutarea lor la fiecare 30 grade electrice (MDID1), 60 grade electrice (MDID2) sau 120 grade electrice (MDID3, MDID4) se face în funcție de trecerea prin zero a acestora (MDID3, MDID4) și/sau de semnul tensiunilor de fază de referință (MDID1, MDID2).

Datorită inductivităților introduse pe fiecare fază pentru a asigura absorbția sinusoidală, funcțiile m_{C1g} și m_{C2g} prezintă oscilații. Detalii privind utilizarea acestora în definirea numerică a momentelor de comutație sunt prezentate în referința [6]. În câteva cuvinte, aceste funcții reprezintă de fapt cele două axe, sub forma a două tensiuni de linie de la intrarea redresorului raportate la tensiunea continuă u_d. Oscilațiile tensiunilor de referință u_{LRa_ref}, u_{LRb_ref} și u_{LRc_ref} sunt cu atât mai mari, cu cât valoarea inductivităților *L* este mai mică. În plus, metodele MDID1 și MDID2 prezintă discontinuități privind evoluția rapoartelor ciclice de conducție pe durata unui ciclu. Ca urmare, în formele de undă ale curenților

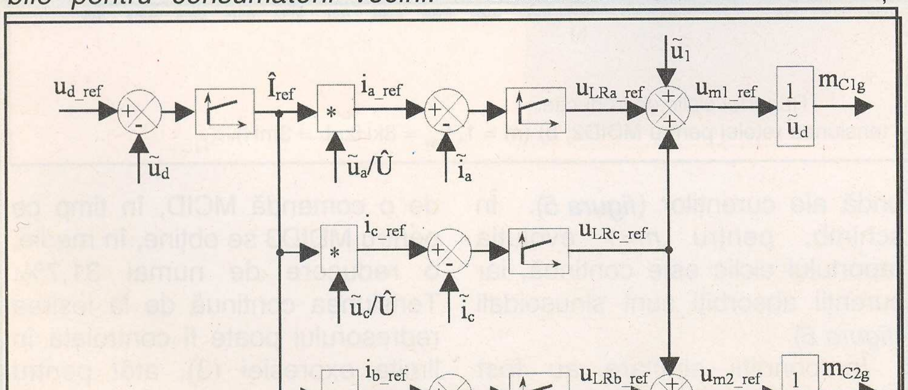


Fig. 4

Determinarea funcțiilor m_{C1g} și m_{C2g} în cazul comenzii în tensiune a unui redresor trifazat cu absorbție sinusoidală.

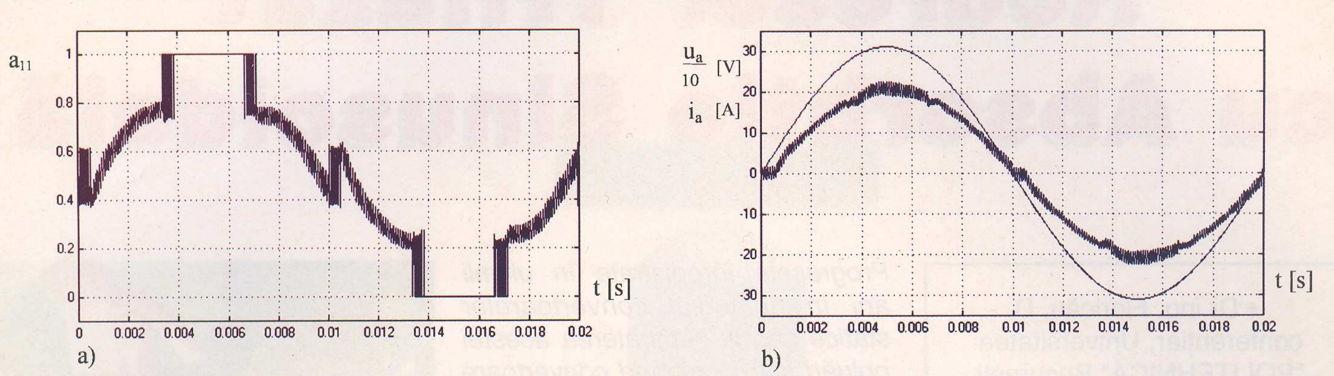


Fig. 5
Raportul ciclic de conducție
a) curentul absorbit și tensiunea rețelei pentru MDID2; b) (m=0,86, f_{sw}=10kHz, L=3mH).

absorbiți de convertor apar ușoare distorsiuni în momentul producerii discontinuităților. Reducerea oscilațiilor se poate realiza, fie prin utilizarea unor filtre pentru semnalele de referință, fie prin creșterea frecvenței de comutație (f_{SW}) sau a inductivităților L. Analiza efectuată nu a ținut cont de aceste aspecte și s-a căutat eliminarea efectelor produse de oscilații prin utilizarea unor strategii asemenea, pe două axe, dar de simulare, pornind de la două tensiuni de linie [7]. În *figura 5* și *figura 6* s-au prezentat câteva rezultate ale simulărilor utilizând comanda MDID2 pentru 2 valori ale gradului de modulare *m*. Se observă cu ușurință că pentru *m<1* evoluția raportului ciclic de conducție este discontinuă și ca urmare, oscilațiile tensiunilor de referință influențează formele de undă ale curenților (*figura 5*). În schimb, pentru *m=1* evoluția raportului ciclic este continuă, iar curenții absorbiți sunt sinusoidali (*figura 6*).

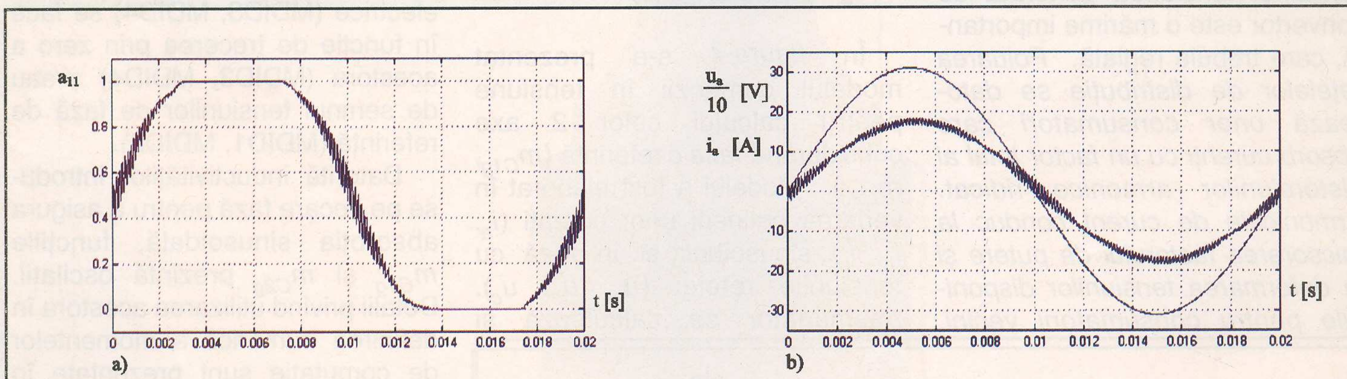


Fig. 6
Raportul ciclic de coducție:
a) curentul absorbit și tensiunea rețelei pentru MDID2; b) (m = 1, f_{sw} = 8kHz, L = 3mH).

MDID cu evoluție continuă. S-au notat cu $\sim i_a$, $\sim i_b$, și $\sim i_c$ curenții măsurați, iar cu $\sim u_a$, $\sim u_b$ și $\sim u_c$ tensiunile rețelei alternative de alimentare.

În cazul practic se preferă măsurarea tensiunilor de linie, după care se determină faza fiecărei tensiuni de alimentare.

Pentru modelarea convertorului s-a utilizat o teorie nouă, de

În condiții similare au fost efectuate simulări și cu strategia MDID3. Această comandă nu prezintă discontinuități în evoluția duratelor ciclice de conducție, indiferent care ar fi valoarea lui m.

Ca urmare, curenții absorbiți de la rețea sunt sinusoidali (*figura 7.a*). În *figura 7* se poate observa diferența dintre cele 2 comenzi MDID2 și MDID3 pentru *m=0.7*, fără a fi utilizate filtre pentru tensiunile de referință.

Dacă se efectuează un calcul mediu al pierderilor în comutație, la nivelul unui convertor cu un factor de putere unitar, în cazul MDID2 se obține o reducere de 50% față de o comandă MCID, în timp ce pentru MDID3 se obține, în medie, o reducere de numai 31,7%. Tensiunea continuă de la ieșirea redresorului poate fi controlată în limita expresiei (3), atât pentru MDID3, cât și pentru MDID2. Ambele metode permit centrarea pulsurilor față de jumătatea perioadei de comutație și pot fi folosite, în condițiile prezentate,

atât pentru comanda unui invertor trifazat, cât și pentru un redresor trifazat cu absorbție sinusoidală.

4. Concluzii

În aceast articol s-a prezentat un studiu critic al unor comenzi MDID, pe două axe, pentru redresoarele trifazate cu absorbție sinusoidală. Acestea pot fi împarțite în două categorii: cu evoluție continuă a rapoartelor ciclice de conducție sau discontinuă. Din punctul de vedere al comenzii invertoarelor trifazate de tensiune, această diferențiere contează mai puțin, dacă ne raportăm la formele de undă ale curenților de pe fiecare fază. Însă, se știe că, pentru cazul redresoarelor MID, tensiunile de referință prezintă oscilații ca urmare a introducerii în serie cu sursa alternativă de alimentare a unor inductivități.

Prin analiza comenzilor MDID, cu o evoluție discontinuă a rapoartelor ciclice, asupra funcționării redresoarelor trifazate cu absorbție sinusoidală s-a constatat perturbarea curenților în momentul producerii discontinuităților. Acest fapt conduce la creșterea factorului total al distorsiunilor armonice și astfel, la injectarea de armonici de frecvență joasă în rețea. Un remediu ar fi introducerea de filtre pentru tensiunile de referință, dar acestea ar diminua performanțele dinamice ale sistemului.

Utilizarea unor strategii MDID cu o evoluție continuă a raportului ciclic de conducție conduce, după cum s-a arătat în articol, la obținerea unor curenți sinusoidali fără a fi necesar utilizarea unor filtre. Dezavantajul acestor metode constă în dezechilibrul pierderilor în comutație pentru întreruptoarele punții.

Modelul comenzii în tensiune al redresorului cu absorbție sinusoidală a fost elaborat și prezentat în ideea utilizării comenzilor pe 2 axe. Astfel, s-a utilizat o teorie nouă de modelare, pe două axe de simulare, pornind de la două tensiuni de linie defazate cu 60 grade electrice. Rezultatele obținute confirmă validitatea modelelor și a algoritmilor studiați.

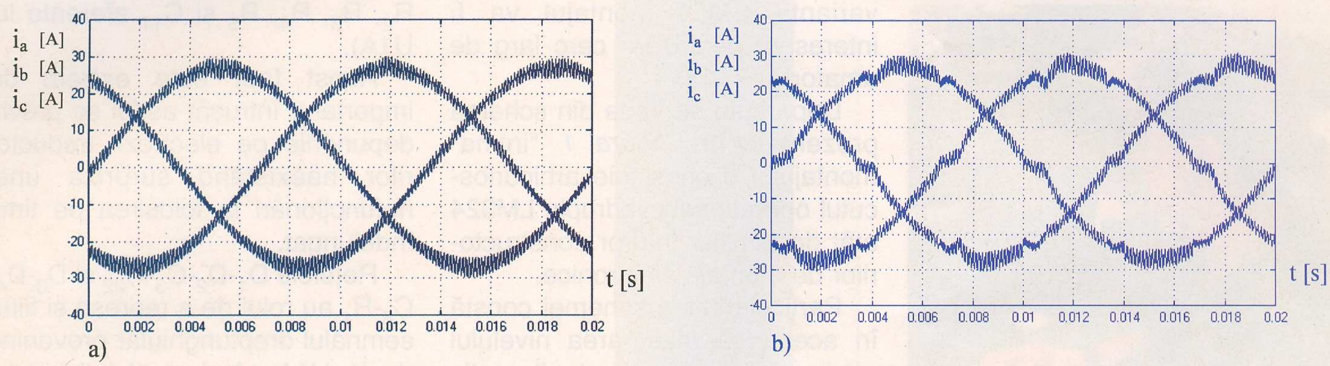


Fig. 7 Curenții absorbiți de redresor în cazul utilizării comenzilor: a) MDID3, b) MDID2 (m=0,7, fsw = 8kHz, L=3mH).

Bibliografie

1. *Ogasawara, S., Akagi, H., Nabae, A.* - A Novel PWM Scheme of Voltage Source Inverters based on Space Vector Theory, EPE'89 Aachen, 1197-1202, 1989.

2. *Trzynadelowski, A.M., Kirlin, R.L., Legowski, S.F.* - Space Vector PWM Technique with Minimum Switching Losses and a Variable Pulse Rate, in IEEE Trans. on Ind. Electronics, Vol.44, No. 2, 173-181, 1997.

3. *Van der Broeck, H.* - Analysis of the Harmonics in Voltage Fed Inverter Drives Caused by PWM Schemes with Discontinuous Operation, EPE'91 Firenze, 3.261-3.266, 1991.

4. *Jacobina, C.B., Lima, A.M.N., da Silva, E.R.C., Alves, R.N.C., P.F. Seixas, R.N.C.* - Digital Scalar Pulse Width Modulation: A Simple Aproach to Introduce Non-Sinusoidal Modulating Waveforms, EPE'97 Trondheim, 2.360-2.365, 1997.

5. *Hava, A.M., Kerkman, R.J., Lipo, T.A.* - Simple Analytical and Graphical Methods for Carried-Based PWM-VSI Drives, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.14, No.1, 49-61, 1999.

6. *Floricau, D., Fodor, D., Hapiot, J.C.*, Two Axis Control Formalism for Three-phased Bridge Voltage Source Static Converters, Electromotion, Vol. 5, No. 1, 8-14, 1998.

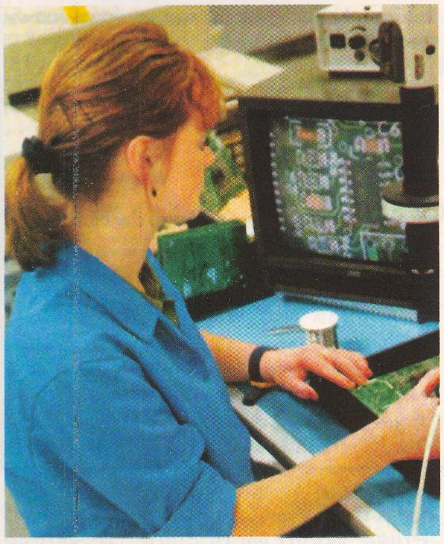
7. *Hautier, J.P.* - Le formalisme et les modèles hybrides appliqués à des convertisseurs statiques electroniques, RGE, No.1, 25-33, 1995.

8. *Mohan, N, Undeland, T.M., Robbins, W.P.* - Power Electronics: Converters Applications and Design, Willey & Sons, New York, 1989.

Montaje cu Componente SMD (IV)

- Indicator de nivel al apei -

ing. Giovanni Cabiaglia



Montajul recomandat a fi realizat în tehnică SMD este un indicator de nivel extrem de versatil ce poate fi folosit ca:

1. Indicator: trei LED-uri indică nivelul minim, mediu și maxim;

2. Aparat de control: releul poate activa / opri o pompă (sau un robinet) în scopul menținerii nivelului apei între limita maximă / minimă impusă într-un recipient sau bazin.

3. Alarmă: când traductorii detectează un nivel sub / peste cel minim / maxim se poate activa o sonerie (hupă) de alarmă sonoră (sau un semnal luminos).

Înlocuind senzorii de nivel (pentru apă) cu termistori sau fotorezistoare dispozitivul poate fi folosit ca alarmă termică / luminoasă pentru nivele fixate.

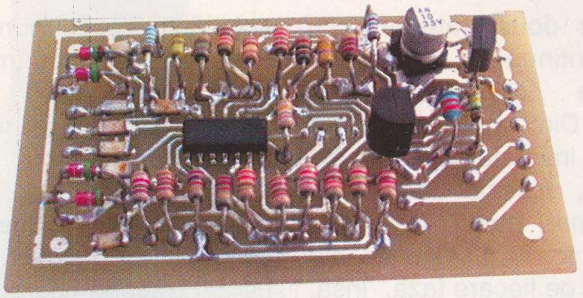
Dat fiind consumul destul de mic (max. 80mA la 18...24V_{cc}) și dimensiunile reduse (104 x 60 x 30mm sau 52 x 30 x 20mm pentru varianta SMD) montajul va fi interesant pentru un cerc larg de amatori.

După cum se vede din schema prezentată în *figura 1* "inima" montajului o constituie arhicunoscutul operațional cvadruplu LM324 atât de familiar tuturor constructorilor de montaje electronice.

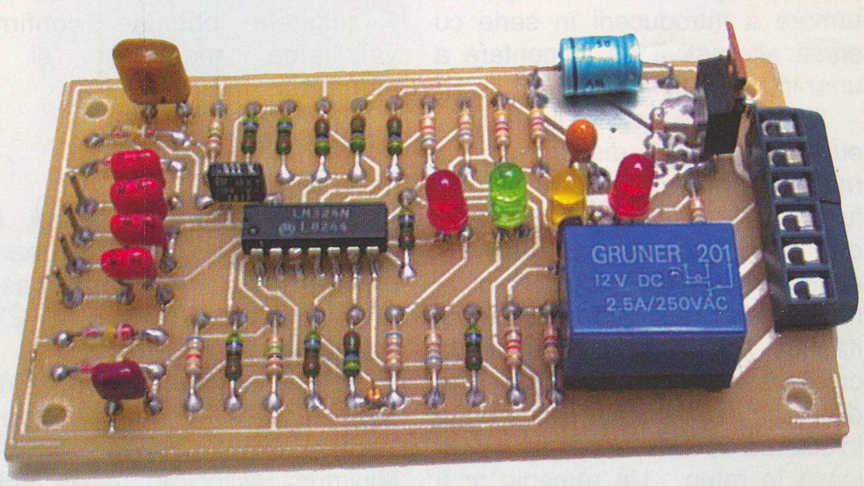
Particularitatea schemei constă în aceea că măsurarea nivelului apei se face în curent alternativ (circa 1kHz cu valorile date pentru R_2, R_3, R_4, R_5 și C_{11} aferente lui U1A).

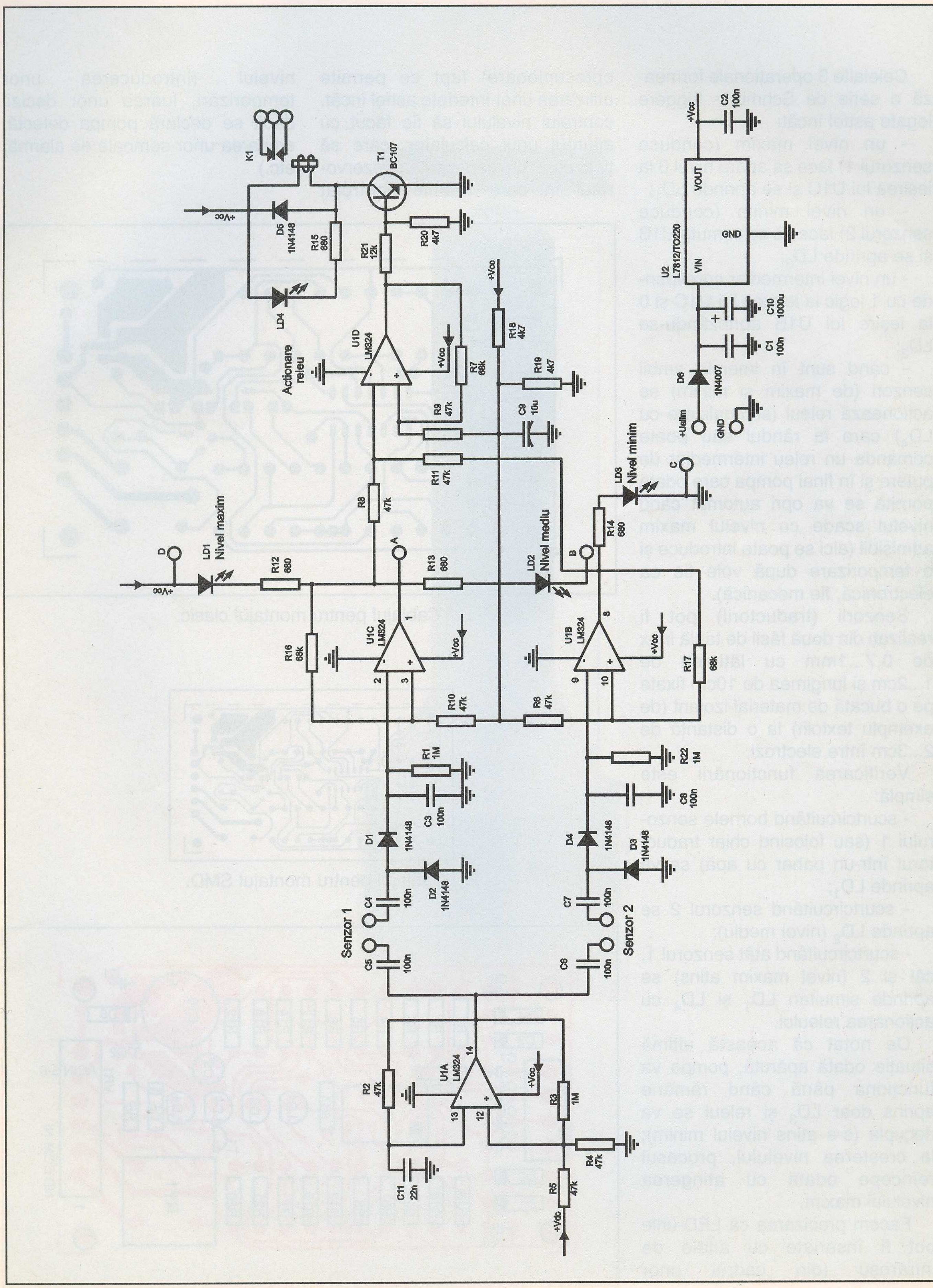
Acest fapt este extrem de important, întrucât astfel se previn depunerile pe electrozii traductorilor neexistând surpriza unei nefuncționări la folosirea pe timp îndelungat.

Rețelele D_1-D_2-C_3-R_{22} și D_3-D_4-C_8-R_1 au rolul de a redresa și filtra semnalul dreptunghiular provenind de la U1A când nivelul lichidului acționează senzorii.



Observație! La montajul SMD releul, LED-urile și cosele se plantează pe verso.




Senzor 1
Senzor 2
LD1 Nivel maxim
LD2 Nivel mediu
LD3 Nivel minim
LD4
Actionare releu
K1
T1 BC107
D5 1N4148
R15 680
R21 12k
R20 4k7
U1D LM324
U1C LM324
U1B LM324
U1A LM324
R7 68k
R18 4k7
R19 4k7
C9 10u
R9 47k
R11 47k
R8 47k
R12 680
R13 680
R14 680
R16 68k
R17 68k
R10 47k
R1 1M
R22 1M
C3 100n
C8 100n
D1 1N4148
D2 1N4148
D3 1N4148
D4 1N4148
C4 100n
C5 100n
C6 100n
C7 100n
R2 47k
R3 1M
R4 47k
R5 47k
C11 22n
+Vcc
A
B
C
D
U2 L7812/TO220
VIN
VOUT
GND
C2 100n
C10 1000u
C1 100n
D6 1N4007
+Usalim

Celelalte 3 operaționale formează o serie de Schmitt - triggere legate astfel încât:

- un nivel maxim (conduce senzorul 1) face să apară nivel 0 la ieșirea lui U1C și se aprinde LD_1;
- un nivel minim (conduce senzorul 2) face să se comute U1B și se aprinde LD_3;
- un nivel intermediar corespunde cu 1 logic la ieșirea lui U1C și 0 la ieșire lui U1B aprinzându-se LD_2;
- când sunt în imersie ambii senzori (de maxim și minim) se acționează releul (semnalizare cu LD_4) care la rândul său poate comanda un releu intermediar de putere și în final pompa care odată pornită se va opri automat când nivelul scade cu nivelul maxim admisibil (aici se poate introduce și o temporizare după voie fie ea electronică, fie mecanică).

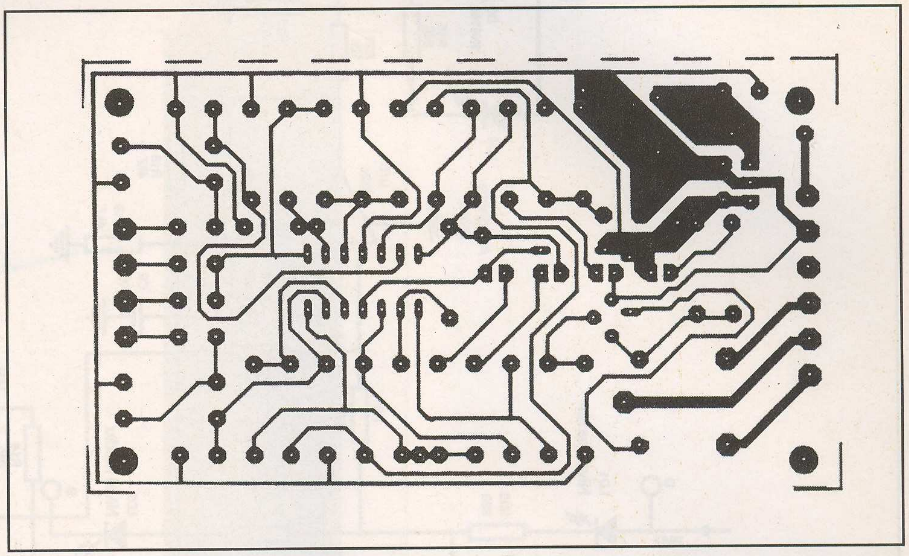
Senzorii (traductorii) pot fi realizați din două fâșii de tablă inox de 0,7...1mm cu lățimea de 1...2cm și lungimea de 10cm fixate pe o bucată de material izolant (de exemplu textolit) la o distanță de 2...3cm între electrozi.

Verificarea funcționării este simplă:

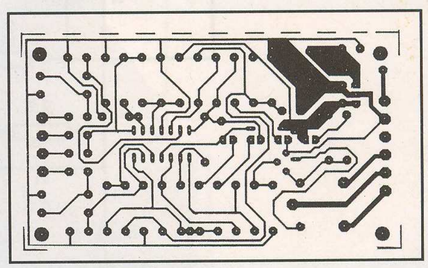
- scurtcircuitând bornele senzorului 1 (sau folosind chiar traductorul într-un pahar cu apă) se va aprinde LD_1;
- scurtcircuitând senzorul 2 se aprinde LD_2 (nivel mediu);
- scurtcircuitând atât senzorul 1, cât și 2 (nivel maxim atins) se aprinde simultan LD_1 și LD_4 cu acționarea releului.

De notat că această ultimă situație odată apărută, pompa va funcționa până când rămâne aprins doar LD_3 și releul se va decupla (s-a atins nivelul minim); la creșterea nivelului, procesul reîncepe odată cu atingerea nivelului maxim.

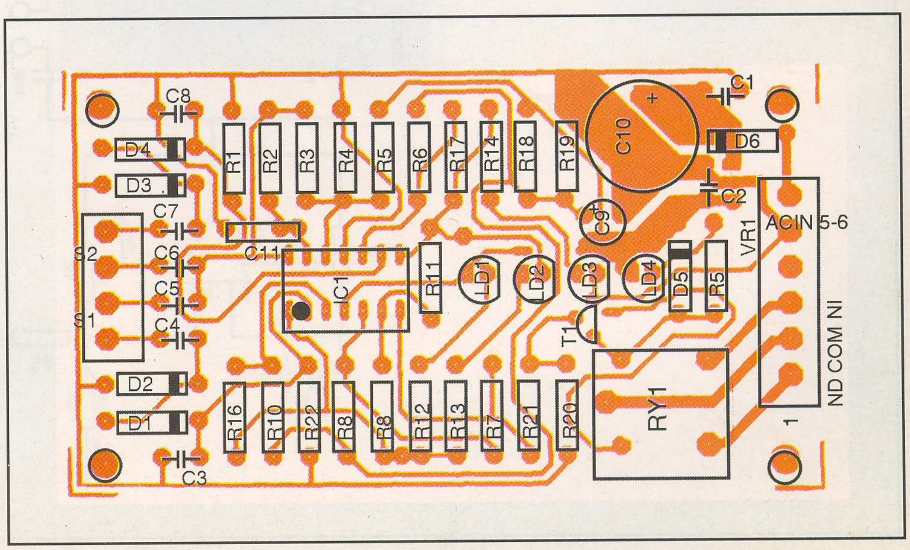
Facem precizarea că LED-urile pot fi înseriate cu altele de infraroșu (din cadrul unor optocuplooare) fapt ce permite utilizarea unor interfețe astfel încât, controlul nivelului să fie făcut cu ajturoul unui calculator, care să țină cont de capacitatea rezervorului în care trebuie controlat nivelul (introducerea unor temporizări, luarea unor decizii dacă se declară pompa defectă, emiterea unor semnale de alarmă, etc.)



Cablajul pentru montajul clasic.



Cablajul pentru montajul SMD.



3 MODURI PENTRU A PRIMI REVISTA conex club

- ***Abonament pe 12 luni:*** 10 000 x 12 = 120 000 lei
- ***Abonament pe 6 luni:*** 12 000 x 6 = 72 000 lei
- ***Angajament:*** plata lunar, ramburs - prețul revistei plus taxe de expediere

conex club conex club conex club conex club conex club

Pentru oricare din cele 3 moduri este necesară completarea unuia din taloane (sau copie) și expedierea pe adresa:

Revista conex club

Claudia Sandu
Str. Maica Domnului, nr.48, sector 2,
București, cod poștal 72 223

TALON ABONAMENT conex club

Doresc să mă abonez la revista conex club începând cu nr:........ pe o perioadă de: 12 luni ☐ 6 luni ☐

Am achitat cu mandatul poștal nr. .... data ....

suma de: 120 000 lei ☐ 72 000 lei ☐

Nume .... Prenume ....
Str. .... nr. .... bl. .... sc. ..... et. .... ap. ......
localitatea .... județ/sector.........................
cod poștal ....

Data................... Semnătura ....

TALON ANGAJAMENT conex club

Doresc să mi se expedieze lunar, cu plata ramburs, revista conex club. Mă angajez să achit contravaloarea revistei plus taxele de expediere.

Doresc ca expedierea să se facă începând cu nr.: ....

Nume .... Prenume ....
Str. .... nr. .... bl. .... sc. ..... et. .... ap. ......
localitatea .... județ/sector ....
cod poștal ....

Data................... Semnătura ....

SIGUR ȘI EFICIENT!



Lucent Technologies
Bell Labs Innovations

orinoco™

WaveACCESS®

WaveLAN®

Think wireless.

Conectare radio de mare viteza pentru retele locale

11 Mb/s. 8 Km.

Marele Premiu
pentru tehnologie

PREMIUL DE TEHNOLOGIE PC REPORT

CERF 2000

- ✓ Conectare radio la Internet
- ✓ Conexiuni punct la punct si punct la multipunct
- ✓ Retele de campus, tehnopol, incinte industriale, conectarea sediilor de banci, firme
- ✓ Medii dificil de cablat, cladiri istorice, muzee
- ✓ Acces la retea pentru utilizatori de computere mobile

AGNOR HIGH TECH
COMMUNICATIONS & COMPUTERS COMPANY

Tel. : 340 54 57
Fax : 340 54 56
office@agnor.ro
www.agnor .ro

Antene acustice

Drd. ing. Dan Istrate
Grenoble

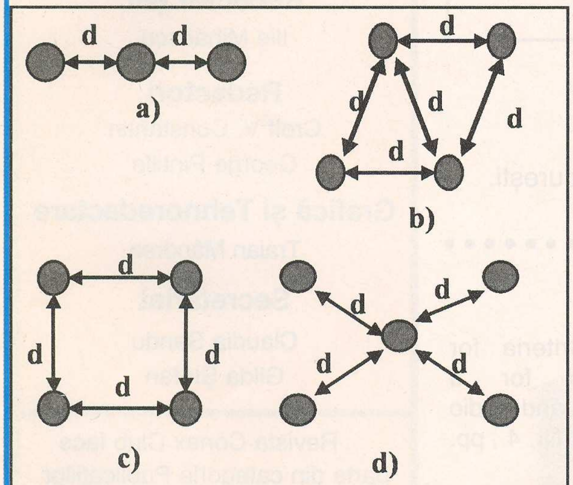
O antenă acustică, prin analogie, este un ansamblu de captori acustici. Ca și pentru antenele radio, antenele acustice au o serie de parametrii specifici.

Antenele acustice pot avea diferite forme: liniare, pătrate, rombice sau circulare.

Pentru o antenă acustică cu 2N+1 captori notăm H(f,θ,φ) funcția de transfer și cu W(f,θ,φ) energia semnalului la ieșirea antenei (numită diagramă de directivitate). La o antenă liniară cu o distanță între captori uniformă și egală cu d avem:

$$W(f,\theta,\varphi)=|H(f,\theta,\varphi)|^2$$

Întârzierea captorului k+1 este egală cu $\tau_k=(d/V)k\cos(\varphi_0)$, el asigurând direcționarea antenei pe direcția φ_0, aparținând planului de azimut (primul captor este considerat ca referință pentru calculul timpului de întârziere). Pentru antenele liniare energia semnalului nu depinde de θ și este, în consecință, simetrică în raport cu axa antenei. Alăturat este prezentată o diagramă de directivitate a unei antene acustice liniare.



Diferite tipuri de antene acustice:
a) liniară; b) rombică; c) pătrată; d) circulară.

Diagrama de directivitate W(f, θ,φ) poate fi interpretată, ca modulul la pătrat al transformatei Fourrier a filtrului numeric cu răspuns impulsional finit, de coeficienti a_k. Captorii pot fi considerați ca fiind locul de eșantionaj al câmpului de presiune acustică.

Această analogie între sinteza antenelor acustice liniare și filtrele numerice este utilă pentru a explica fenomene precum "aliasing", care este analog sub-eșantionajului ce îl întâlnim când sintetizăm filtre temporale.

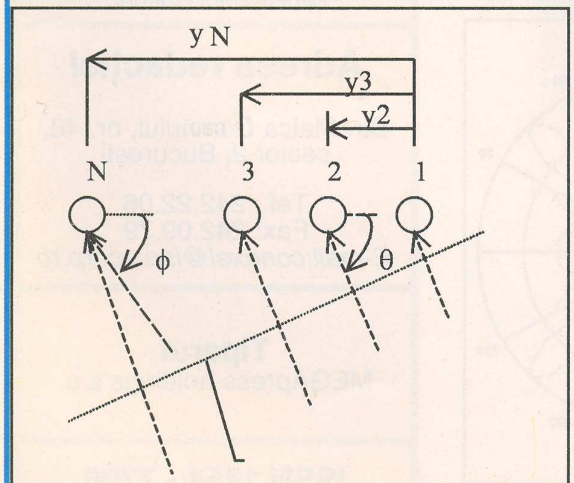
Factorul de directivitate al unei antene acustice liniare Q (indicele de directivitate este $Q|_{dB}=10\lg(Q)$) corespunde raportului de energie sonoră recepționată, din direcția vizată, raportată la media energiei recepționată din toate direcțiile.

ANTENELE ACUSTICE LINIARE

Putem face supozițiile :

- Toate microfoanele au aceeași sensibilitate;
- Toate microfoanele sunt omnidirecționale;
- Presupunem că avem unde plane;

Considerăm că avem un semnal vocal care sosește din direcția θ și un zgomot care provine din direcția ϕ. Dacă cunoaștem unghiul θ putem orienta antena în această direcție.



Unde sonore

Timpul de întârziere între microfonul 1 și 2 este dat de relația :

$$t2=y2*\frac{\cos(\theta)}{c}$$

În general avem :

$$tn=yn*\frac{\cos(\theta)}{c}$$

Dacă considerăm că fiecare microfon are factorul său de amplificare gn și g1=1, ieșirea antenei acustice este obținută prin însumarea semnalelor întârziate ale microfoanelor βn(t):

$$\beta(t)=\left\{\frac{1.0}{\sum_{n=1}^{N} gn}\right\}*\sum_{n=1}^{N} gn*\beta n(t+tn)$$

Putem simplifica dacă utilizăm o serie de factori de amplificare normalizați:

$$Gi=\frac{gi}{\sum_{n=1}^{N} gn}\Rightarrow\beta(t)=\sum_{n=1}^{N} Gn*\beta n(t+tn)$$

Pentru a putea analiza caracteristicile unei antene acustice trebuie calculată transformata Fourier a semnalului care este definit astfel :

$$S(\omega)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-j\omega t}dt$$

Dacă semnalul vocal are direcția φ, semnalul recepționat de microfonul N are forma:

$$\beta n(t)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S(\omega)e^{j\omega(t-t'_n)}d\omega \quad out'_n=yn*\frac{\cos(\phi)}{c}$$

Dacă antena a fost orientată către direcția θ semnalul obținut la ieșire este:

$$\beta(t)=\sum_{n=1}^{N} Gn*\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S(\omega)e^{j\omega(t-t'_n+tn)}d\omega\Rightarrow$$

$$\beta(t)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S(\omega)e^{j\omega t}\sum_{n=1}^{N} Gn e^{j\omega(tn-t'_n)}d\omega$$

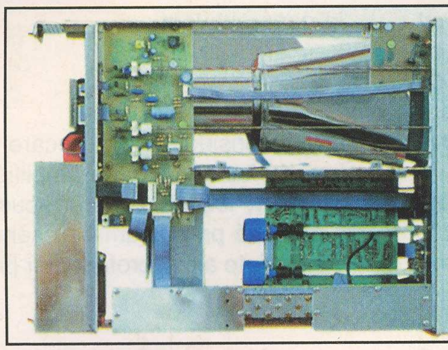
Putem observa că suma este un spectru care multiplică spectrul semnalului vocal S(ω).

Definim funcția spectrală de dispersie astfel:

$$D(\omega,\theta,\phi,\vec{G},\vec{y})\equiv\sum_{n=1}^{N} Gn e^{j\omega(tn-t'_n)}$$

Continuare în pag. 32

FOTO - GHICITOARE



Ce aparat reprezintă fotografia din imagine?

Cititorii care trimit răspunsul corect pe adresa redacției au șansa să câștige un abonament pe un an la revistă.

Câștigătorul va fi desemnat prin tragere la sorți și anunțat în paginile revistei.

Sunt luate în considerare răspunsurile corecte trimise până la data de 19 septembrie 2000.

Răspunsul corect la întrebarea din numărul 8/2000 este: "inductanță integrată pe siliciu".

Câștigătorul concursului este:
Doru Cristian Dumitrescu
Calea Apeductului nr. 8, bl. D2B, sc. 1, et. 2, ap. 7, sector 6, București.

Urmare din pag. 31

Această funcție depinde de geometria antenei și de parametri electrici ai acesteia. Dacă utilizăm aceasta notație obținem la ieșirea antenei:

$$\beta(t)=\int_{-\infty}^{\infty} s(\tau)*d(t-\tau,\theta,\phi,\vec{G},\vec{y})d\tau$$

În cazul în care semnalul vocal are direcția φ=θ funcția d devine puls Dirac și β(t)=s(t). În celelalte cazuri (φ≠θ) funcția spectrală de dispersie nu este constantă cu frecvența și semnalul de la ieșire este distorsionat.

Definim de asemenea un spectru de dispersie a puterii astfel :

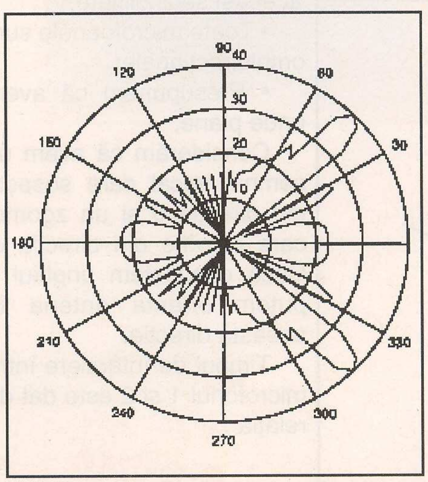
$$P(\omega,\theta,\phi,\vec{G},\vec{y})\equiv D^{*}(\omega,\theta,\phi,\vec{G},\vec{y})*D(\omega,\theta,\phi,\vec{G},\vec{y})$$

Cu ajutorul parametrilor deja definiți putem caracteriza o antenă acustică și orienta această antenă către sursa de semnal.

BIBLIOGRAFIE

S.Gazor,Y.Grenier : Criteria for Positioning of Sensors for a Microphone Array , Speech and audio processing, July 1995 vol. 3, Nr. 4 , pp. 294-304;

J.L.Flanagan, D.A. Berkley: Autodirective Microphone Systems , Acustica Vol. 73



conex club

Editor

SC CONEX ELECTRONIC SRL

J40/8557/1991

Director
Constantin Mihalache

Director comercial
Victoria Ionescu

REDACȚIA

Redactor șef
Ilie Mihăescu

Redactori
Croif V. Constantin
George Pintilie

Grafică și Tehnoredactare
Traian Mândrea

Secretariat
Claudia Sandu
Gilda Ștefan

Revista Conex Club face parte din categoria Publicațiilor Culturale conform deciziei 1972 din 25 octombrie 1999 a Ministerului Culturii.

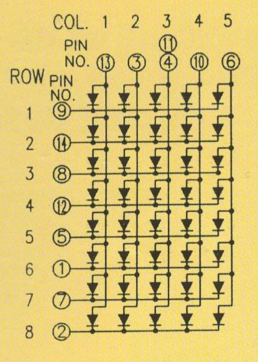
Adresa redacției

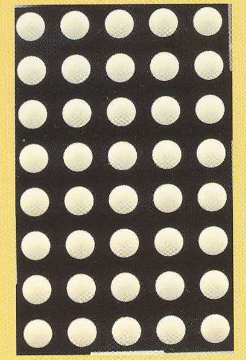
Str. Maica Domnului, nr. 48, sector 2, București

Tel.: 242.22.06
Fax: 242.09.79
E-mail:conexel@isp.acorp.ro

Tiparul
MEGApress holdings s.a.

ISSN 1454 - 7708





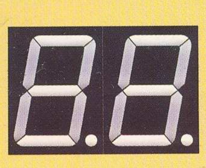
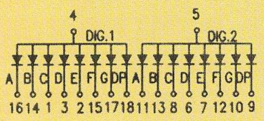
Matrice 5 x 8 - 38 x 60mm
- Cod 6136
- Preț 90 000 lei

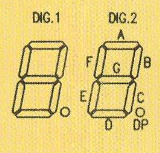



Cluster 26mm - verde
- Cod 5518
- Preț 87 000 lei

Cluster 26mm - roșu
- Cod 5519
- Preț 70 000 lei

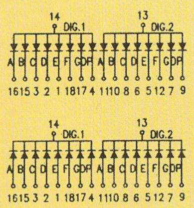
Cluster 52mm - roșu
- Cod 5521
- Preț 220 000 lei

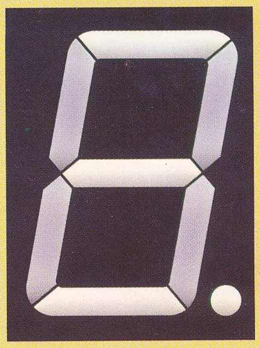
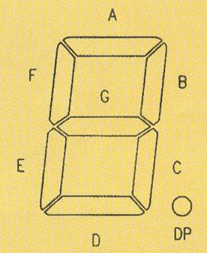


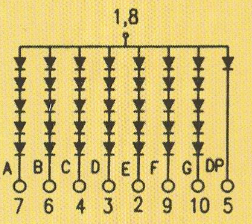
Afișor 12,7 x 19mm - anod comun
- Roșu - **Cod 896**
- Preț 23 000 lei

Afișor 12,7 x 19mm - anod comun
- Verde - **Cod 897**
- Preț 23 000 lei

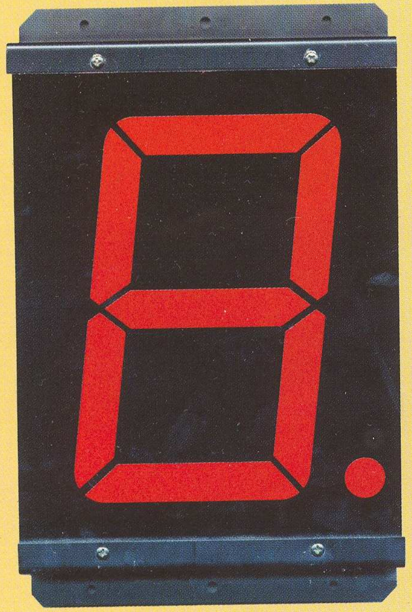
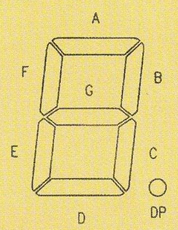


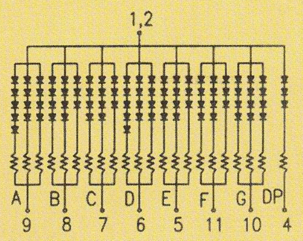
Afișor 12,7 x 19mm
- catod comun
- Roșu - **Cod 898**
- Preț 23 000 lei
- Verde - **Cod 899**
- Preț 23 000 lei

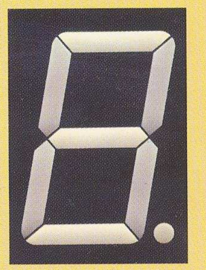
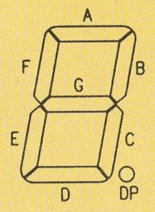


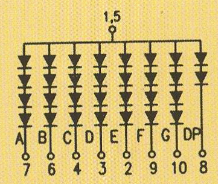
Afișor 90 x 122mm
• Roșu - **Cod 881**
Preț 172 000 lei
• Verde - **Cod 6132**
Preț 180 000 lei



Afișor roșu 181 x 280mm
- Cod 887
- Preț 1 400 000 lei



Afișor 48 x 70mm
• Roșu - **Cod 894**
Preț 90 000 lei
• Verde - **Cod 895**
Preț 90 000 lei